

TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI
Fakulta mechatroniky, informatiky a mezioborových studií

Studijní program: X2612 – Elektrotechnika a informatika

Studijní obor: 1234T567 – Název studijního oboru

Přesný zdroj střídavého proudu

AC current source with high accuracy

Diplomová práce

Autor:	Bc. Václav Vokolek
Vedoucí práce:	Ing. Lubomír Slavík
Konzultant:	Ing. Jan Václavík, FM TUL

V Liberci 21. 5. 2010

Originální zadání práce 1.strana.

Originální zadání práce 2.strana.

Prohlášení

Byl(a) jsem seznámen(a) s tím, že na mou diplomovou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 o právu autorském, zejména § 60 (školní dílo).

Beru na vědomí, že TUL má právo na uzavření licenční smlouvy o užití mé diplomové práce a prohlašuji, že **s o u h l a s í m** s případným užitím mé diplomové práce (prodej, zapůjčení apod.).

Jsem si vědom(a) toho, že užít své diplomové práce či poskytnout licenci k jejímu využití mohu jen se souhlasem TUL, která má právo ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, vynaložených univerzitou na vytvoření díla (až do jejich skutečné výše).

Diplomovou práci jsem vypracoval(a) samostatně s použitím uvedené literatury a na základě konzultací s vedoucím diplomové práce a konzultantem.

V Liberci 21. 5. 2010

.....

Václav Vokolek

Poděkování

Zde bych chtěl poděkovat všem, kteří přispěli ke vzniku této diplomové práce, především svému vedoucímu Ing. Lubomíru Slavíkovi nejen za jeho vstřícnost, trpělivost, ale hlavně za přínosné rady a konzultace. Dále děkuji také svým rodičům za jejich psychickou, materiální a finanční podporu, bez které by diplomová práce nevznikla.

Abstrakt

Hlavním tématem diplomové práce je návrh a praktická realizace přesného zdroje střídavého proudu pro budicí cívky indukčního průtokoměru. V teoretické pasáži je rozebrána a popsána problematika proudových zdrojů, jejich základních parametrů z pohledu vstupu a výstupu, používaných pojmů a porovnání základních typů zapojení. V práci je dále popsán fyzikální princip elektromagnetického měření průtoku a specifikace proudových zdrojů pro indukční průtokoměry. Další kapitola je věnována simulaci na modelech obvodů. Zdroj napětí s indukční zátěží a modely zdrojů proudu jsou podrobeny simulaci pro zjištění obvodového řešení a jednotlivých závislostí. Grafické znázornění výsledků je uskutečněno pomocí parametrické transientní analýzy.

Praktická část je věnována konkrétnímu návrhu obvodového řešení se snahou potlačení teplotní závislosti a následné fyzické realizaci vytvořeného řešení.

Výsledkem diplomové práce je osazená a oživená vývojová deska plošného spoje se čtyřmi koncepty přesného zdroje proudu. V závěru diplomové práce jsou shrnuty dosažené výsledky měření a konfrontovány s teoretickými předpoklady.

Klíčová slova: Proudový zdroj, teplotní stabilita, indukční průtokoměr

Abstract

The main objective of this diploma thesis is a design and practical realization AC current source with high accuracy for excitation coil of electromagnetic flow-meter. There is analyzed and described the issue of power supplies, basic parameters in terms of input and output and compare basic types of hardware integration in the theoretical part. In the next section is described the operation of a magnetic flowmeter which is based upon Faraday's Law and specification of power supplies for flowmeters. Other chapter is devoted to the simulation model of the circuit. Voltage source with inductive load, the models of current sources are subject for detection circuit simulation solutions and various addictions. The graphical representation of results is carried out using parametric transient analysis.

The practical part is devoted to a particular circuit design solutions with an attempt to suppress the temperature dependence of physical implementation and generated solutions. The result of this thesis is PCB with the four concepts of precision current source. There is summarized the results obtained by measuring and confronted with theoretical expectations in conclusion of this thesis.

Keywords: Current source, temperature stability, inductive flow-meter

OBSAH

Prohlášení.....	3
Poděkování.....	4
Abstrakt.....	5
Seznam obrázků.....	9
Seznam tabulek.....	10
Seznam grafů.....	10
Seznam symbolů, termínů a zkratk.....	11
Úvod.....	12
I. TEORETICKÁ ČÁST.....	13
1 Zdroje proudu – teoretický rozbor.....	14
1.1 Ideální zdroj proudu.....	14
1.2 Reálný zdroj proudu.....	16
1.3 Základní parametry reálných zdrojů.....	19
1.4 Základní pojmy.....	20
1.5 Funkční zapojení zdrojů proudu.....	23
1.5.1 Proudové zrcadlo.....	23
1.5.2 Integrované zdroje proudu.....	24
1.5.3 Zdroje proudu se stabilizátory napětí.....	25
2 Zdroje proudu pro indukční průtokoměry.....	26
2.1 Indukční průtokoměr.....	26
2.2 Popis principu měření indukčního průtokoměru.....	26
2.3 Průběhy magnetického pole budících cívek.....	28
2.3.1 Používané průběhy magnetického pole.....	29
2.3.2 Střídavé magnetické pole.....	29
2.3.3 Lichoběžníkový průběh magnetického pole.....	31
2.4 Inteligentní řízení zdroje.....	32
3 Simulace obvodu.....	33
3.1 Model zdroje s reálnou indukčností.....	33
3.1.1 Závislost odporu cívky na teplotě.....	34
3.2 Model zdroje proudu s LM317T.....	36
3.3 Model zdroje proudu s LM317T s předregulací.....	40

II.	PRAKTICKÁ ČÁST	42
4	Návrh hardwarového řešení	43
4.1	Obdélníkový průběh buzení	44
4.1.1	H-můstek	44
4.1.2	LTO	45
4.1.3	Spínaný zdroj	46
4.1.4	Zesilovač třídy D	47
4.2	Libovolný průběh buzení	49
4.2.1	D/A Převodník	49
4.2.2	Zesilovač TPA3121 můstkovém zapojení	49
4.3	Zpětná vazba a PWM řízení	50
4.3.1	Napětové referenční obvody	52
4.4	Periferní obvody	53
4.4.1	Napájecí obvody	53
4.4.2	DSP TMS320F2808	54
4.4.3	Komunikace s okolím	55
5	Návrh desky plošného spoje	57
6	Naměřené vlastnosti	59
6.1	Průběhy buzení	59
6.2	Teplotní stabilita	60
6.3	Zhodnocení dosažených výsledků	61
	Závěr	62
	Seznam odborné literatury	63
	Obsah příloženého CD	65
	Příloha A – Schémata	66
	Příloha B – Motivy desek plošných spojů	72
	Příloha C – Osazovací schéma	74
	Příloha D – Kusovník	75
	Příloha E – Fotografie Curso	78

Seznam obrázků

Obr. 1.1 – Schematická značka pro zdroj napětí / proudu	14
Obr. 1.2 – Zatěžování obecného zdroje proudu odporem R_Z	14
Obr. 1.3 – Závislost proudu I na velikosti rezistoru R_Z	15
Obr. 1.4 – Zatěžování reálného zdroje proudu odporem R_Z	16
Obr. 1.5 – Závislost proudu I_S na velikosti napětí U_S	17
Obr. 1.6 – Princip proudového zrcadla	23
Obr. 1.7 – Zapojení integrovaného zdroje proudu	24
Obr. 1.8 – Úprava zapojení s potlačením teplotní závislosti.....	24
Obr. 1.9 – Proudový zdroj s LM317T.....	25
Obr. 2.1 – Princip indukčního průtokoměru	27
Obr. 2.2 – Zákmity na hranách signálu	30
Obr. 2.3 – Časový průběh magnetického pole	30
Obr. 2.4 – Poloha intervalů pro vzorkování	30
Obr. 2.5 – Lichoběžníkový průběh napětí.....	31
Obr. 2.6 – Průběh rušivých napětí.....	31
Obr. 3.1 – Model impulsního napěťového zdroje s reálnou indukčností.....	33
Obr. 3.2 – Model zdroje proudu se stabilizátorem napětí LM317T.....	36
Obr. 3.3 – Model proudového zdroje s předregulací	40
Obr. 4.1 – Blokové schéma přesného zdroje střídavého proudu.....	43
Obr. 4.2 – Schéma zapojení H-můstku	44
Obr. 4.3 – Schéma zapojení LT3092	45
Obr. 4.4 – Vnitřní blokové schéma LM2575	46
Obr. 4.5 – Schéma zapojení spínaného zdroje LM2575	46
Obr. 4.6 – Napěťový dělič pro zpětnou vazbu spínaného zdroje.....	47
Obr. 4.7 – Výstup zesilovače v zapojení SE	47
Obr. 4.8 – Nastavení zisku zesilovače	48
Obr. 4.9 – Napájení zesilovače	48
Obr. 4.10 – Výstup zesilovače v můstkovém zapojení a snímání proudu	50
Obr. 4.11 – zapojení A/D převodníku	50
Obr. 4.12 – PWM – řízení obvodů.....	51
Obr. 4.13 – Zapojení napěťové reference 1,225V.....	52
Obr. 4.14 – Stabilizátor napětí pro analogové a digitální části obvodů	53
Obr. 4.15 – Digitální signálový procesor TMS320f2808	54
Obr. 4.16 – JTAG rozhraní	55
Obr. 4.17 – Schéma zapojení informačního displeje	55
Obr. 4.18 – Komunikační rozhraní RS232.....	56
Obr. 4.19 – Hodiny reálného času.....	56
Obr. 5.1 – Ukázka využitých pravidel z EMC	57

Obr. 5.2 – PowerPAD	58
Obr. 5.3 – Rozvod vyzářeného tepla z pouzdra zesilovače po DPS	58

Seznam tabulek

Tab. 1.1 – Porovnání lineárních a spínaných zdrojů	25
Tab. 4.1 – Napěťový referenční obvod AD1580 vs. Zenerova dioda	52
Tab. 6.1 – Teplotní závislost proudu	61

Seznam grafů

Graf 3.1 – Teplotní závislost výstupního proudu	34
Graf 3.2 – Časový diagram buzení a jeho odezvy při napájení cívek ze zdroje napětí s obdélníkovým průběhem	35
Graf 3.3 – Časový diagram buzení a jeho odezvy při napájení cívek ze zdroje napětí s lichoběžníkovým průběhem	35
Graf 3.4 – Zatěžovací charakteristika zdroje proudu v zapojení podle obr. 3.2	36
Graf 3.5 – výstupní VA charakteristika zdroje proudu	37
Graf 3.6 – Závislost výstupního proudu na teplotě cívky	38
Graf 3.7 – Závislost výstupního proudu na teplotě zdroje a cívky	38
Graf 3.8 – Převodní charakteristika zdroje proudu v zapojení podle obr. 3.2	39
Graf 3.9 – Ztrátový výkon na zdroji v poměru k výkonu dodaného do zátěže	39
Graf 3.10 – Ztrátový výkon na zdroji v poměru k výkonu dodaného do zátěže	40
Graf 3.11 – Účinnost v závislosti na zatížení zdroje pro obě řešení	41
Graf 6.1 – H-můstek – průběh napětí na budicí cívce	59
Graf 6.2 – H-můstek – průběh napětí na snímacím rezistoru	59
Graf 6.3 – TPA v můstku – průběh napětí na budicí cívce	60
Graf 6.4 – TPA v můstku – detail na náběžnou hranu	60

Seznam symbolů, termínů a zkratk

η	Účinnost	[%]
l	Základní jednotka používaná v konstrukční elektronice	[mil]
A/D	Analogově-digitální převodník	
ADJ	Označení vývodu pro nastavení veličiny	
AGND	Označení pro analogovou zem	
Au	Napětové zesílení	[dB]
BOTTOM	Spodní vrstva plošného spoje	
D/A	Digitálně-analogový převodník	
DPS	Deska plošného spoje	
DSP	Digitální signálový procesor	
DRC	Pravidla kontroly návrhu (Design Rules Check)	
EMC	Elektromagnetická kompatibilita	
EMI	Elektromagnetická interference (rušení)	
EMS	Elektromagnetická susceptibilita (odolnost, imunita)	
ESL	Sériová indukčnost v náhradním obvodu součástky	[H]
ESR	Efektivní sériový odpor v náhradním schématu kondenzátoru	[Ω]
f	Frekvence	[Hz]
G_i	Vnitřní vodivost zdroje	[S]
GND	Označení pro zemní svorku (zem)	
I	Elektrický proud	[A]
I_{ADJ}	Proud vlastní spotřeby stabilizátoru	[A]
JTAG	Joint Test Action Group (programovací a ladící rozhraní)	
OrCAD	Elektronický návrhový systém	
OZ	Operační zesilovač	
p	Zvlnění	[%]
PGND	Označení pro výkonovou zem	
P_{IN}	Vstupní příkon	[W]
P_{OUT}	Výstupní výkon	[W]
PWM	Pulzně šířková modulace	
R	Elektrický odpor	[Ω]
R_i	Vnitřní odpor zdroje	[Ω]
RTC	Hodiny reálného času (Real Time Clock)	
SMD	Součástky určené pro povrchovou montáž (Surface mount device)	
SPI	Sériové periferní rozhraní (Serial Peripheral Interface)	
TOP	Vrchní vrstva plošného spoje	
U	Elektrický napětí	[V]
VA	Voltampérová charakteristika	

Úvod

Cílem diplomové práce je vytvořit nový hardware přesného spínaného střídavého proudové zdroje, který bude firma EESA s.r.o. Lomnice nad Popelkou využívat ve svých indukčních průtokoměrech pro buzení cívek. Po konzultaci se zástupci firmy vznikly konkrétní požadavky na kvalitu a vlastnosti proudového zdroje, přičemž lze využít signálového procesoru pro případné řízení zdroje.

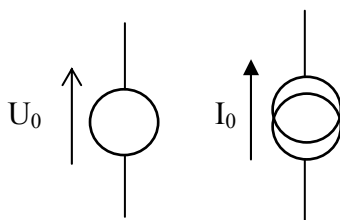
Klíčovým parametrem by měla být 0,5% stabilita jmenovitého výstupního proudu v celém teplotním rozsahu od 5°C do 50°C. Je tedy nutné řešit teplotní závislost jednotlivých prvků. Nové trendy v konstrukční elektronice směřují ke stále nižší spotřebě elektrické energie, a tudíž je potřeba při vývoji elektrického zařízení zohlednit i účinnost navrhovaného řešení, která by se měla pohybovat okolo 80%. Posledním požadavkem byla možnost měnit velikost proudu od 10mA do 250mA s volbou časového průběhu signálu obdélník, sinus, lichoběžník a s nastavitelným rozsahem frekvence od 10Hz do 250Hz, případně možnost nadefinovat si průběh libovolného tvaru budicího proudu.

Samozřejmě se předpokládá, že vyvinuté zařízení bude plně funkční, jeho provoz spolehlivý a bezpečný. Při návrhu by měla být zohledněna i výška nákladu na výrobu.

I. TEORETICKÁ ČÁST

1 Zdroje proudu – teoretický rozbor

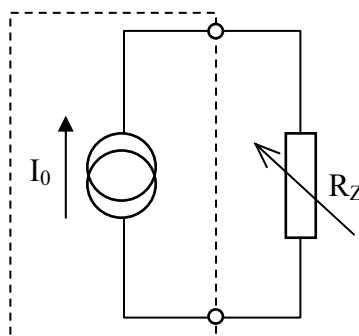
Pokud hovoříme o napájecích zdrojích, v převážné většině případů myslíme zdroje napěťové. Tedy takové, které na svých svorkách udržují jmenovitou velikost napětí stejné polaritě při různém zatížení zdroje. Druhým základním typem napájecího zdroje je zdroj proudu. Schematické značky pro napájecí zdroje jsou na obr. 1.1. Proudové zdroje je vhodné použít na mj. místech, kde se jedná o měřicí techniku, jako jsou přístroje pro měření teploty, průtoku, dále např. pro A/D a D/A převodníky atd. [2].



Obr. 1.1 – Schematická značka pro zdroj napětí / proudu

1.1 Ideální zdroj proudu

Ideální zdroj proudu lze definovat jako zdroj, který za jakýchkoli podmínek (bez ohledu na napětí, teplotní a kmitočtové závislosti, stárnutí v čase, ...) dodává proud určeného směru a velikosti. Obecně si zdroj proudu se zatěžovacím odporem můžeme nakreslit podle obr. 1.2.

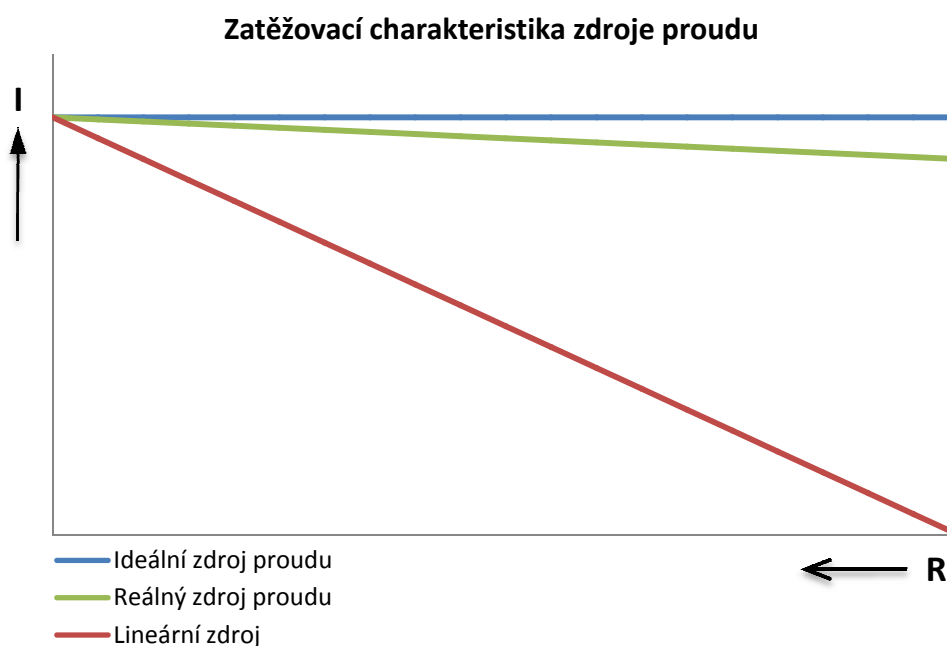


Obr. 1.2 – Zatěžování obecného zdroje proudu odporem R_Z

Jestliže budeme měnit hodnotu zatěžovacího rezistoru R_Z a pozorovat, jak se mění velikost vytékajícího proudu I (viz obr. 1.3), pak můžeme teoreticky dospět k několika závěrům:

- 1) se změnou hodnoty rezistoru R_Z se nemění hodnota proudu I – takovému zdroji pak říkáme ideální zdroj proudu,
- 2) se změnou hodnoty rezistoru R_Z se mění hodnota vytékajícího proudu I „nepatrně“ – takovému zdroji pak říkáme reálný zdroj proudu,

- 3) se změnou hodnoty rezistoru R_Z se mění hodnota vytékajícího proudu I „značně“ – takovému zdroji pak říkáme lineární zdroj.



Obr. 1.3 – Závislost proudu I na velikosti rezistoru R_Z

Řízený ideální zdroj proudu:

- velikost proudu je funkcí jiné obvodové veličiny (proudu nebo napětí) ve stejném nebo jiném obvodu,
- výstupní proud je obvykle lineárně závislý na řídicí veličině,
- voltampérová charakteristika je stejná jako pro neřízený zdroj proudu.

1.2 Reálný zdroj proudu

Pro reálný zdroj proudu je potřeba si zavést jednu z nejpodstatnějších vlastností zdroje, a tím jsou vnitřní ztráty ve zdroji. Ztráty znázorňujeme vnitřním odporem R_I resp. s paralelně připojenou vnitřní vodivostí G_I , která je převrácenou hodnotou odporu. Vnitřní vodivost omezuje maximální napětí, které může být na svorkách zdroje. Pokud je vnitřní vodivost konstantní, bude pokles výstupního proudu se zatížením zdroje, lineární. Vycházíme-li z obr. 1.4 pro náhradní schéma reálného zdroje proudu se ztrátovou vnitřní vodivostí G_I , pak musí platit 1. Kirchhoffův zákon:

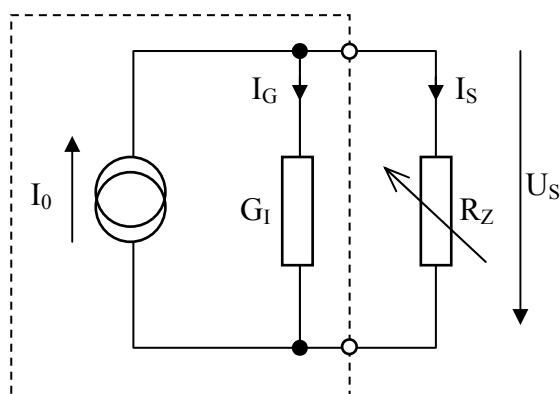
$$I_0 = I_G + I_S \quad (1.1),$$

kde:

I_0 je hodnota proudu ideálního proudového zdroje,

I_G je proud vtékající do vlastní vnitřní vodivosti G_I ,

I_S je proud vytékající do vnějšího obvodu.



Obr. 1.4 – Zatěžování reálného zdroje proudu odporem R_Z

Z Ohmova zákona vyplývá vztah pro svorkové napětí U_S , které je závislé na hodnotě výstupního proudu I_S a velikosti zatěžovacího rezistoru R_Z :

$$U_S = R_Z \times I_S \quad (1.2).$$

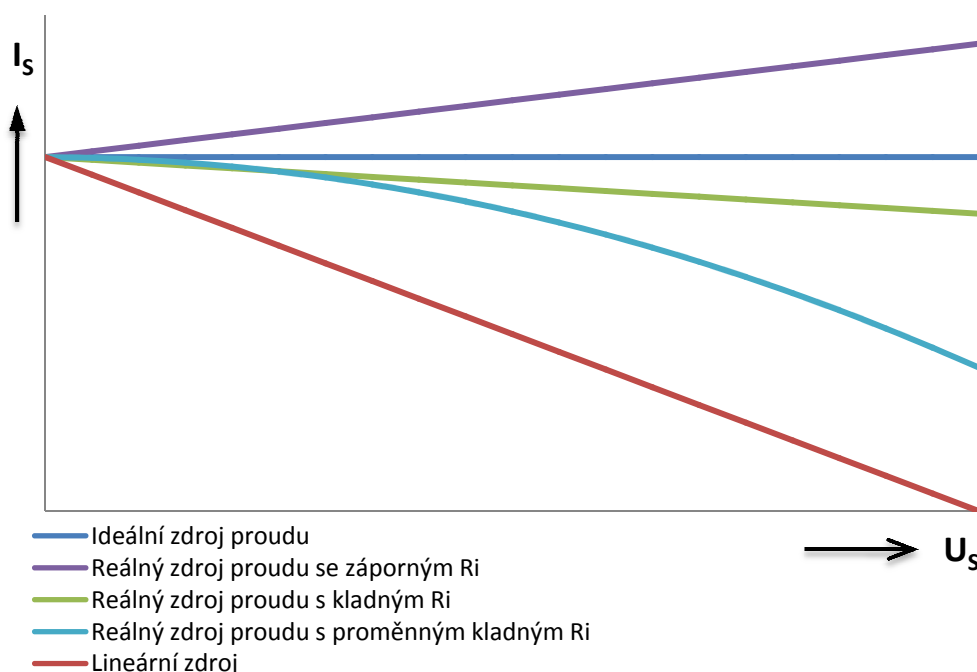
Napětí na vnitřní vodivosti G_I je stejně velké jako napětí U_S na svorkách zdroje, a proto musí platit následující vztah:

$$I_G = U_S \times G_I \quad (1.3).$$

Pro reálný zdroj proudu s lineární charakteristikou a kladným vnitřním odporem R_I (obr. 1.5) platí, že ztrátová vnitřní vodivost musí být konstantní. Z tohoto předpokladu a ze vztahu (1.3). vyplývá, že se změnou zátěže R_Z se mění hodnota svorkového napětí U_S a s touto změnou i hodnota vnitřního proudu I_G . Jelikož velikost proudu I_0 je konstantní, zákonitě se musí měnit hodnota proudu I_S .

Ideální charakteristiky zdroje proudu lze dosáhnout za pomoci elektronických zdrojů, ale jen v omezené oblasti napětí U_S . U elektronických zdrojů také není problém vytvořit charakteristiku podle průběhu pro reálný zdroj proudu se záporným vnitřním odporem R_I . Průběh se realizuje „přetažením“ odezvy u zpětné vazby.

Zatěžovací charakteristiky zdrojů proudu



Obr. 1.5 – Závislost proudu I_S na velikosti napětí U_S

Rozdíl mezi reálným zdrojem proudu a reálným zdrojem napětí můžeme vymezit pomocí diferenciálního a stejnosměrného odporu. V jakémkoli pracovním bodě zatěžovací charakteristiky odečteme číselnou hodnotu diferenciálního a stejnosměrného odporu. Stejnosměrný odpor je definován počátkem souřadnic napětí, proudu a pracovním bodem:

$$R_{ss} = \frac{U_P}{I_P} \quad (1.4).$$

Stejnoseměrná vodivost je analogicky převrácenou hodnotou stejnosměrného odporu. Diferenciální odpor je definován na tečně k dané křivce v pracovním bodě P vztahem:

$$R_{DIF} = \frac{dU}{dI} \quad (1.5).$$

Zdroj proudu považujeme za neideální, pokud hodnota diferenciálního odporu R_{DIF} je mnohonásobně větší než hodnota stejnosměrného odporu R_{SS} (resp. $G_{DIF} \ll G_{SS}$). Pro reálný zdroj proudu je hodnota vnitřní vodivosti dána souborem vlastností zdroje, který se skládá mj. i z nelineárních prvků (diody, tranzistor). Čím více se vnitřní vodivost G_I blíží k nule, tím více se zdroj proudu blíží k ideálnímu zdroji proudu. Poroste-li hodnota R_Z do nekonečna způsobí i „malá“ hodnota vnitřní vodivosti G_I pokles proudu I_S k nule. Pro reálný zdroj proudu můžeme definovat hodnotu maximálního zatěžovacího rezistoru, pro který je reálný zdroj schopen „protlačit“ jmenovitý proud:

$$R_{Z_{\max}} = \frac{U_0}{I_0} \quad (1.6).$$

Způsoby řízení zdrojů proudu:

- a) zdroje konstantního proudu (neřízené zdroje proudu),
- b) zdroje proudu řízené proudem (zesilovače proudu),
- c) zdroje proudu řízené napětím (převodníky napětí na proud),
- d) zdroje proudu řízené fyzikální veličinou,
- e) zdroje proudu řízené digitálně (např. po SPI).

Tvrký zdroj proudu

Tvrký zdroj proudu je napěťově měkký zdroj, který se blíží ideálnímu zdroji proudu v širokém rozsahu svorkového napětí. Má malou vnitřní vodivost G_I ve srovnání s odporem zátěže R_Z . Naprázdno resp. nakrátko se ve zdroji uvolňuje veškerý resp. neuvolňuje žádný výkon. Při zatížení je kolísání výstupního proudu zanedbatelné. Svorkové napětí se „velmi“ mění i při malých změnách zatížení zdroje.

1.3 Základní parametry reálných zdrojů

Vstupní parametry

Účinnost

Účinnost je definována jako poměr výstupního výkonu P_{OUT} a vstupního příkonu P_{IN} :

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} \times 100 [\%] \quad (1.7).$$

Vstupní napětíový rozsah

– udává rozmezí mezi minimálním a maximálním vstupním napětím, při kterém měnič pracuje podle jeho specifikací v katalogovém listě. Neznamená to však, že by měnič nemohl pracovat i mimo jmenovitý rozsah. Při nižších hodnotách vstupního napětí (a požadovaném stálém výstupním výkonu z měniče) však může dojít k proudovému přetížení jeho součástek. Naopak při vyšších hodnotách může dojít k napětíovému poškození jeho součástek.

Výstupní parametry

Krátkodobá stabilita

– udává se změna parametrů zdroje, ke které dochází po dobu od zapnutí zdroje do doby, kdy je stabilizována jeho provozní teplota

Dlouhodobá stabilita

– je definována opět změnou výstupního proudu I_{OUT} v časovém intervalu obvykle 1000 hodin činnosti. Tato stabilita je obvykle dána stabilitou jednotlivých součástek a jejich stárnutím, takže např. odpory s kovovou vrstvou ve zpětnovazebním děliči snímajícím výstupní napětí pro potřeby regulace by měly být minimální podmínkou této dlouhodobé stability. Tato stabilita souvisí nejčastěji s chlazením zdroje, resp. teplotou uvnitř obvykle špatně chladitelných součástek a jeho konstrukce.

Odezva na změnu

– je doba, za kterou se výstupní hodnota proudu ustálí na hodnotě specifikované přesnosti vzhledem ke jmenovité hodnotě výstupního proudu po změně zatížení zdroje.

Před-zátěž

– spínané zdroje s pulzně šířkovou modulací (*PWM*), ale i bez ní vyžadují pro svoji dobrou činnost jisté minimální zatížení výstupu. Tato před-zátěž definuje minimální úhel otevření spínacího prvku a může být realizována jak odporem, připojeným na jeho výstup, tak např. jen odporovým děličem na výstupu, který je používán pro snímání hodnoty regulační odchylky. V každém případě před-zátěž snižuje účinnost zdroje, a tak by měla být použita jen tam, kde zatěžovací proud může klesnout pod specifikovanou minimální hodnotu.

Teplotní koeficient

– je udáván jako změna výstupního napětí se změnou provozní teploty o jeden Kelvin. Udává se obvykle v *ppm/K* ($1 \text{ ppm/K} = 0,0001 \text{ \%/K}$). Teplotní změna součástek může být způsobena jak změnou okolní teploty, tak vyšším zatížením zdroje.

1.4 Základní pojmy**Okolní teplota – Ambient Temperature**

Obvykle teplota okolního vzduchu, ve kterém se přístroj nachází, je měřena ve vzdálenosti 10 cm od přístroje.

Časová změna výstupního proudu – Drift

Vlivem dlouhodobých změn parametrů součástek dochází k dlouhodobému kolísání hodnoty výstupního proudu (změny velikosti napájecího napětí, změny okolní teploty, změny zátěže, změny chladících vlastností, atd.).

Dynamická regulace – Dynamic Regulation

Při rychlých změnách zátěže obvykle systém zdroje nestačí tyto změny vyrovnávat s nekonečnou rychlostí. Konečná rychlost reakce na změny zátěže je dána tzv. „dopravním zpožděním“.

Elektromagnetické rušení – Electromagnetic Interference (EMI)

- zátěž ruší zdroj (např. přepětíové špičky při rychlých změnách zátěže), omezení pomocí výstupních filtrů,

- zdroj ruší zátěž (nedostatečně vyfiltrované vysokofrekvenční složky na výstupu zdroje mohou působit rušivě na citlivé zesilovače, převodníky A/D a D/A apod.), omezení pomocí výstupních filtrů,
- zdroj ruší okolní radioelektrická zařízení vzdušným vyzařováním elektromagnetické energie mimo vodiče, obvykle vlivem mezery v jádře feromagnetických materiálů či vlivem nevhodně dlouhých spojů, vedoucích VF impulzy, omezení pomocí stínění a úprav konstrukce zdroje.

Sériová indukčnost v náhradním schématu – Equivalent Series Inductance (ESL)

Pro vyšší spínací kmitočty je nutno u reálných kondenzátorů uvažovat v jejich náhradním schématu nejen jejich efektivní sériový odpor (**ESR**), ale i vliv efektivní sériové indukčnosti.

Sériový odpor v náhradním schématu – Equivalent Series Resistance (ESR)

Pro daný spínaný kmitočet zdroje nelze libovolně snižovat impedanci

$Z = ESR + \frac{1}{\omega C}$ reálného kondenzátoru (kapacitní složka $\frac{1}{\omega C}$), impedance **Z** nemůže

klesnout pod hodnotu sériového odporu **ESR**. Nemá tedy smysl volit zbytečně velkou kapacitu kondenzátoru, pokud současně nezabezpečíme nízkou hodnotu **ESR**.

Zpětná vazba – Feedback

Část výstupního napětí je porovnávána s referenčním napětím a jejich rozdíl je jako regulační přiváděn do řídicí části měniče. Musí být zabezpečen správný fázový přenos pro zápornou zpětnou vazbu, tj. **180°**, jinak může dojít k rozkmitání zdroje.

Plná zátěž – Full Load

Maximální specifikovaný proud zátěže (někdy také výkon) za jinak standardních pracovních podmínek (jmenovité výstupní napětí a vstupní napětí, teplota, ...).

Zemní smyčka – Ground Loop

Pokud existuje společná část vodiče (vodivé dráhy plošného spoje) pro výkonové obvody a obvod zpětnovazební smyčky, může dojít ke zpětné vazbě a rozkmitání měniče.

Převodní charakteristika – Line Regulation

Změna výstupního napětí v závislosti na změně vstupního napětí. Převodní charakteristika je udávána grafem nebo v procentuálním vyjádření.

Zatěžovací charakteristika – Load Regulation

Změna výstupního napětí v závislosti na změně výstupního proudu. Opět se uvádí znázorněna grafem nebo v procentuální podobě.

Přechodový jev – Overshoot

Vzniká při zapínání a vypínání napájecího zdroje anebo při připojování a odpojování zátěže. Nejčastěji sledujeme změnu výstupního napětí případně výstupního proudu a dobu těchto přechodných stavů zdroje.

Dodatečná stabilizace – Post Regulation

Použití lineárního stabilizátoru napětí na výstupu spínaného zdroje z důvodů:

- nezavedení zpětné stabilizující vazby u spínaného zdroje,
- dosažení lepších výsledků napěťové stability a přesnosti výstupu zdroje,
- dosažení velmi malého zvlnění a šumu na výstupu zdroje.

Předregulace (preregulace) – Preregulation

Předregulace může být tvořena několika typy obvodů:

- spínaný zdroj předřazený lineárnímu stabilizátoru – zvýšení účinnosti,
- preregulátor (aktivní harmonický filtr, PFC), zapojený na síťové straně napájecího zdroje – zajišťuje sinusový odebíraný proud ze sítě,
- tyristorový spínaný zdroj – snížení vstupního napětí stabilizátoru.

Pulzně šířková modulace – Pulse Width Modulation (PWM)

Jedna z nejčastěji používaných metod regulace výkonu do zátěže, jejíž princip je založen na skutečnosti, že velikost regulační zpětnovazební odchylky v měniči ovládá střidu spínání spínacího prvku měniče.

Klidový proud – Standby Current

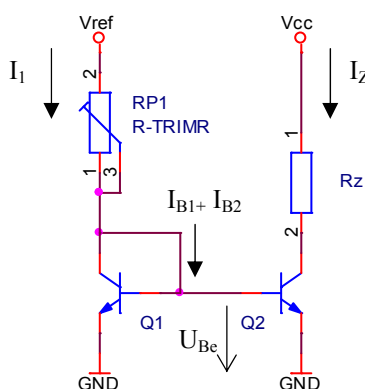
Vstupní proud odebíraný z napájecího zdroje měničem v případě, že měnič není zatížen na svém výstupu, nebo je vypnut logickým signálem

1.5 Funkční zapojení zdrojů proudu

Veškeré dnes používané zdroje proudu jsou založeny na činnosti aktivních elektronických prvků – tranzistorů. Podle typu použitého aktivního prvku se ve svém zapojení, nastavování a vlastnostech zdroje proudu liší s bipolárními a unipolárními tranzistory a zdroje proudu s operačními zesilovači se zpětnou vazbou [4].

1.5.1 Proudové zrcadlo

Proudové zrcadlo je jedním ze základních stavebních bloků integrovaných obvodů. Principem proudového zrcadla je „zrcadlení“ proudu protékajícího prvním tranzistorem Q_1 do tranzistoru Q_2 , případně dalších připojených tranzistorů. Velikost proudu je dána velikostí napětí V_{ref} a rezistorem R_{P1} . Velikost napětí je omezena maximálním napětím, které tranzistor snese a maximálním výkonem, který je možné na tranzistoru uchladiť. Za podmínky stejných parametrů obou tranzistorů, teploty a velkého proudového zesílení je zrcadlený proud hodnotově velmi přesný.



Obr. 1.6 – Princip proudového zrcadla

Předpokládáme-li pro oba tranzistory stejnou velikost proudového zesilovacího činitele $h_{21E} = h_{21E1} = h_{21E2}$ a rovnost proudů emitoru, báze a kolektoru, pak platí následující vztah:

$$I_E = I_B(1 + h_{21E}) \quad (1.8).$$

Budeme-li navíc předpokládat i shodné vstupní charakteristiky (lze předpokládat u tranzistorů integrovaných na jednom čipu), potom můžeme podle Kirchhoffova zákona z uzlu v kolektoru tranzistoru Q_1 napsat rovnici:

$$I_1 = I_C + 2 \cdot I_B \quad (1.9).$$

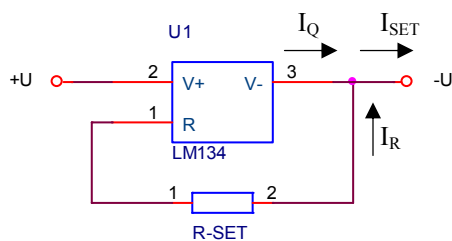
Potom poměr mezi zrcadleným a zrcadlícím proudem je:

$$\frac{I_{C2}}{I_1} = \frac{I_C + 2 \cdot I_B}{I_C} = 1 + \frac{2}{h_{21E}} \quad (1.10),$$

Při požadavku, aby poměr těchto proudů byl 1 : 1 muselo by být proudové zesílení nekonečně vysoké. Ve skutečnosti člen $2/h_{21E}$ představuje chybu zrcadlení.

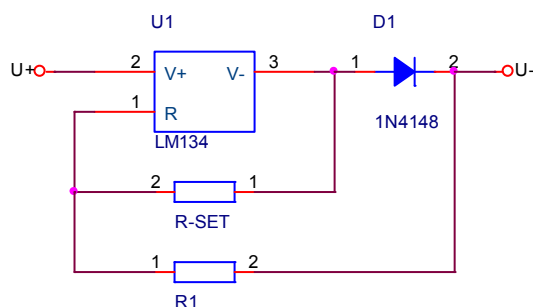
1.5.2 Integrované zdroje proudu

Přestože lze konstruovat zdroje proudu z diskretních součástek, je v dnešní době výhodné s ohledem na požadavky kvality stabilizace používat integrované zdroje proudu. Vlastní zapojení lineárního zdroje proudu je jednoduché, jedná se o třísvorkové zapojení podle obr. 1.7. Zatěžovací charakteristikou připomíná výstupní charakteristiky tranzistorů, ale parametrem je hodnota nastavovacího rezistoru R_{SET} . Celkový proud zdroje I_{SET} je dán součtem proudů vlastního obvodu I_Q a proudu externím odporem I_R .



Obr. 1.7 – Zapojení integrovaného zdroje proudu

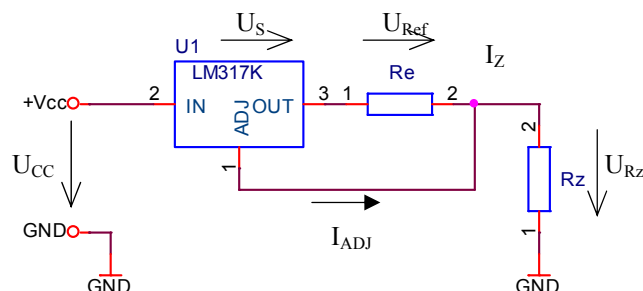
Nejběžnějším zástupcem integrovaných zdrojů proudu je LM134 (234, 334). Použitelný rozsah proudů bývá v rozsahu $1 \mu A$ až $100 mA$ pod podmínkou minimálního napětí na zdroji proudu. Maximální napětí na zdroji proudu může být až $40 V$. Pracovní rozsah teplot je od $-55^\circ C$ od $+125^\circ C$. Proud I_{SET} je tepelně závislý s teplotním koeficientem $0,33 \%/K$. Protože proud obvodu roste s teplotou, je zapotřebí ke kompenzaci použít prvek se záporným teplotním koeficientem, např. polovodičovou křemíkovou diodu D_I zapojenou podle obr. 1.8.



Obr. 1.8 – Úprava zapojení s potlačením teplotní závislosti

1.5.3 Zdroje proudu se stabilizátory napětí

Problém stabilizace proudu lze převést na problém stabilizace napětí na rezistoru, kterým protéká proud. Jestliže odpor, na kterém stabilizujeme napětí, bude obdobné kvality (stabilita, přesnost), pak i zdroj proudu bude dosahovat podobných kvalitativních parametrů. Pro stabilizaci napětí je výhodné použít třísvorkových integrovaných stabilizátorů napětí.



Obr. 1.9 – Proudový zdroj s LM317T

Základní realizace takového zapojení je na obr. 1.9 a můžeme ho popsat následujícími rovnicemi:

$$U_{cc} = U_S + U_{Ref} + U_{Rz} \quad (1.11),$$

$$I_z = \left(\frac{U_{ref}}{R_E} \right) + I_{Adj} \quad (1.12).$$

Z výše uvedených vztahů vyplývá, že je vhodné zvolit stabilizátor s co nejmenší hodnotou U_{ref} , protože jinak zbytečně roste výkonová ztráta, resp. snižuje se účinnost zdroje. Kromě toho volíme stabilizátor napětí s minimální hodnotou vlastní spotřeby proudu I_{ADJ} , která určuje velikost minimálního výstupního proudu. Model obvodového řešení zdroje a příslušné naměřené grafy najdeme v kapitole 3.2. Dále je v tab. 1.1 uvedeno srovnání výhod a nevýhod lineárních a spínaných zdrojů [6].

Tab. 1.1 – Porovnání lineárních a spínaných zdrojů

parametr	lineární zdroj	spínaný zdroj
účinnost	30 [%]	85 [%]
velikost	0, 05 [W/cm ³]	0, 2 [W/cm ³]
váha	20 [W/kg]	100 [W/kg]
výstupní zvlnění	5 [mW]	50 [mW]
šumové napětí	50 [mV]	200 [mV]
odezva na skok	1 [μs]	1 [ms]
doba náběhu	2 [ms]	20 [ms]
cena	roste s výkonem	přibližně konstantní

2 Zdroje proudu pro indukční průtokoměry

2.1 Indukční průtokoměr

Indukční (elektromagnetické) průtokoměry patří mezi senzory objemového průtoku s nepřímou metodou měření.

$$Q_V = v_S \times S \quad (2.1),$$

kde:

Q_V je velikost objemového průtoku,

v_S je střední rychlost proudění kapaliny,

S je plocha průřezu v měřené části potrubí.

Z důvodu principu bezdotykové měření nevzniká v oblasti průtokoměru žádná tlaková ztráta. Nespornou výhodou je, že průtokoměry neobsahují pohyblivé části, které by podléhaly opotřebení, a tudíž jsou nenáročné na údržbu. Výstupní veličina nesoucí informaci o průtoku je lineárně závislá na střední rychlosti protékající kapaliny. Výsledek měření nezávisí na vlastnostech měřeného média, jako je měrná hustota, viskozita, tlak a teplota. Indukční průtokoměry jsou vhodné i pro měření průtoku problémových kapalin (např. kaly, žiraviny, atd.). Měření průtoku v nezaplněných potrubích nebo otevřených kanálech ale vyžaduje zvláštní přístup.

2.2 Popis principu měření indukčního průtokoměru

Princip měření indukčního průtokoměru je založen na Faradayově indukčním zákonu elektromagnetické indukce. Časová změna magnetického toku při pohybu vodiče (v našem případě vodivé kapaliny) vytvoří na vodiči indukované elektrické napětí. Pro názornější vysvětlení vzniku elektrického napětí U na elektrodách je vhodnější využít Lorentzova zákona. Síla F_m vyvolaná magnetickým polem indukce B a vychylující náboj q , který se pohybuje rychlostí v , a elektrické síly působící na tentýž náboj q v elektrickém poli o intenzitě E je dána vztahem:

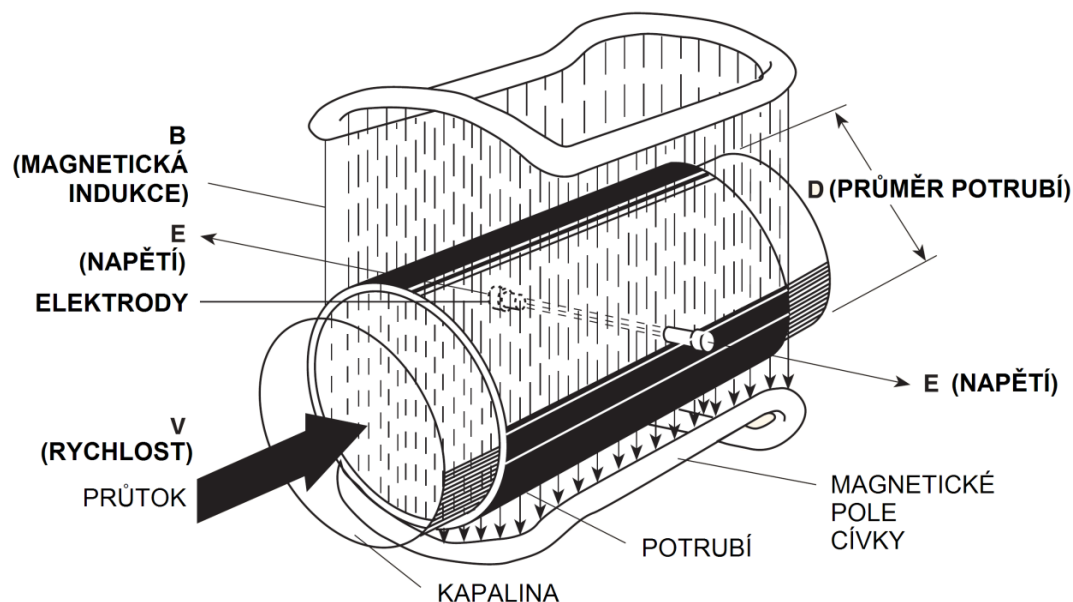
$$\vec{F} = q(\vec{E} + \vec{v} \times \vec{B}) \quad (2.2).$$

Lorentzova síla vyvolaná magnetickým polem mění pouze směr náboje bez vlivu na změnu rychlosti náboje:

$$\vec{F}_m = q(\vec{v} \times \vec{B}) \quad (2.3).$$

Vychýlené náboje se usazují na elektrodách průtokoměru a vytvářejí rozdíl potenciálu. Intenzita homogenního pole E je dána napětím U na elektrodách a vzdáleností D mezi příslušnými elektrodami:

$$|\vec{E}| = \frac{U}{D} \quad (2.4).$$



Obr. 2.1 – Princip indukčního průtokoměru

Z Lorentzova zákona též vyplývá vztah pro elektrickou sílu, která na náboje působí v opačném směru než síla magnetická:

$$\vec{F}_e = q\vec{E} \quad (2.5).$$

V rovnovážném stavu tj. při rovnosti obou sil (magnetické a elektrické) a za předpokladu homogenosti magnetického i elektrického pole platí následující vztah pro velikost výstupního napětí na elektrodách:

$$U = v \times B \times D \quad (2.6),$$

kde:

U je indukované napětí,

v je střední rychlost pohybu vodiče,

B je magnetická indukce,

D je vzdálenost elektrod (délka vodiče resp. průměr potrubí).

Na obr. 2.1 je znázorněno schéma indukčního průtokoměru. Lze vidět, že směr tekoucího média, orientace magnetického pole a směr snímaného proudu jsou mezi sebou navzájem kolmé.

2.3 Průběhy magnetického pole budících cívek

Na měřicích elektrodách indukčního průtokoměru je současně s užitečným signálem, který je úměrný střední rychlosti proudění kapaliny, přítomna také rušivá složka. Z pravidla jsou rušení původem v měřené kapalině, vlastnostech potrubí a elektronických obvodech generující proměnné magnetické pole.

Obvody pro generování magnetického pole vedou ke vzniku mnoha typů rušivých signálů elektrické povahy (průnik vysokofrekvenčního napětí, vznik vířivých proudů, rušivé proudy způsobené špatným zemněním, atd.). Některé druhy rušení lze potlačit stíněním, správným zemněním, použitím stíněných kabelů apod.

Rušení vzniklé střídavým magnetickým polem je způsobeno budícími cívkami samotného indukčního průtokoměru. Toto rušení označujeme jako synchronní, protože má stejnou frekvenci s budícím magnetickým polem. Do citlivých vstupů měřicích obvodů může pronikat dvěma různými způsoby, vířivými proudy nebo transformací.

Transformace je, když rozptylové pole budících cívek při buzení harmonickým průběhem proniká do smyčky tvořené přívody od elektrod ke vstupu měřicího zesilovače. V podstatě jde o přenos napětí vzájemnou indukčností mezi budícími cívkami a vstupní smyčkou. Za podmínky homogenity magnetického pole by byl průnik do vstupních obvodů nulový, takového stavu ale nelze v praxi dosáhnout.

Vířivé proudy – střídavé magnetické pole vyvolává ve vodivém médiu mezi elektrodami složku napětí o velikosti dané Faradayovým zákonem. Složka je úměrná rychlosti změny magnetického toku v čase [1].

Existují též asynchronní rušení, tedy rušivé složky, které jsou na jiných než pracovních frekvencích průtokoměrů. Nejsilnější složka často bývá průnik napětí (kapacitní nebo indukční vazbou) síťového kmitočtu 50Hz, do vstupu měřicích obvodů, které jsou charakteristické svoji velkou vstupní impedancí a zesílením. Zabránění průniku asynchronního rušení je dosti obtížné, ve většině případů se využívá filtrační schopnosti vstupních obvodů. První možností je zvolit budicí kmitočet rozdílný od síťového kmitočtu a jeho celistvých násobků (tzv. harmonických). Druhou možností je právě naopak zvolit budicí kmitočet svázaný s celistvým násobkem síťové frekvence resp. i se síťovou fází. Při zpracování signálu pomocí synchronní detekce se celistvé násobky periody sítě vyruší [1].

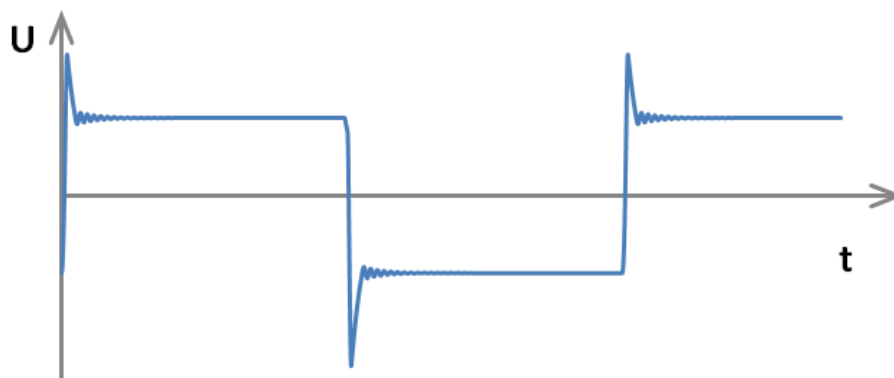
2.3.1 Používané průběhy magnetického pole

V předešlé kapitole byly popsány druhy rušení. Rušení vzniklé transformací napětí a vířivými proudy je vyvoláno změnou magnetického pole. Vhodnou volbou tvaru časového průběhu magnetického pole lze velmi dobře potlačit rušení, které pronikají do vstupu měřicích obvodů z budicí části. Pro magnetické pole $B(t) = konst$ resp. $\frac{d\Phi}{dt} = 0$, pak toto rušení nevzniká. Hlavním nedostatkem při buzení cívek ze zdroje napětí je to, že budicí proud je závislý na stejnosměrném odporu, který je proměnný s teplotou. Vlivem změny odporu cívek dochází i ke kolísání magnetického pole uvnitř čidla. Proto jsou cívky v praxi buzeny ze zdroje konstantního proudu. Druhy magnetického pole používané u elektromagnetických průtokoměrů:

1. Stejnosměrné
2. Střídavé:
 - a. Harmonické
 - b. Impulsní
 - c. Impulsní stejnosměrné
 - d. Výkonové impulsní stejnosměrné
 - e. Na dvou frekvencích
 - f. Impulsní střídavé:
 - i. Obdélníkové
 - ii. Lichoběžníkové
 - iii. Exponenciální

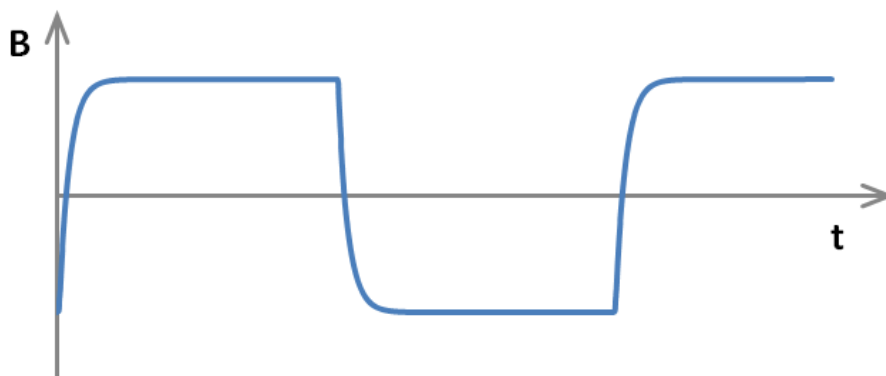
2.3.2 Střídavé magnetické pole

Při buzení střídavým polem vznikají v důsledku vlastní indukčnosti a parazitní kapacity cívky impulsy napětí na elektrodách vykazující výrazné zákmity v okolí hran (viz obr. 2.2). Frekvence zákmitů je určena velikostí indukčností a parazitními kapacitami vinutími cívky. Proto musí být amplituda napětí odečítána (vzorkována) až po ustálení zákmitů na místě blízkém k závěrné hraně (viz obr. 2.4). Minimální šíře půl periody je dána dobou ustálení zákmitů. Tím je určena maximální hodnota indukce $B(t)$ při povoleném rozptýlení výkonu. Proto další zvýšení intenzity magnetického pole vyžaduje zvětšení periody, čímž se zpomalí reakce přístroje na skokovou změnu rychlosti proudění kapaliny.



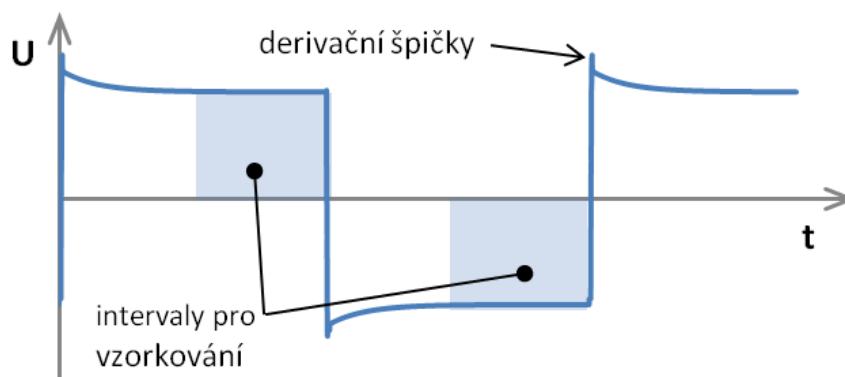
Obr. 2.2 – Zákmity na hranách signálu

Pravoúhlý průběh buzení $B(t)$ je však nevhodný, protože při skokových změnách pronikají do vstupních obvodů úzké impulsy o velké amplitudě, které mohou na určitou dobu uvést měřicí zesilovač do stavu nasycení, což nepůsobí dobře na dynamické vlastnosti obvodu.



Obr. 2.3 – Časový průběh magnetického pole

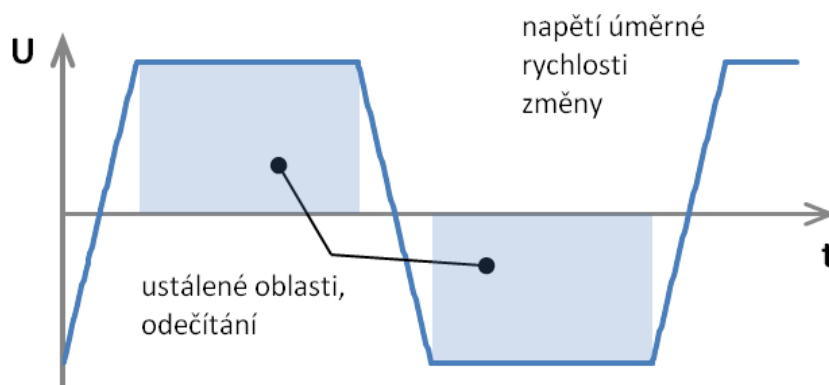
Daleko vhodnější je používat lichoběžníkový průběh buzení $B(t)$ a tomu v ideálním případě analogicky odpovídající průběh napětí. Pro porovnání jednotlivých průběhů buzení a jejich odezvy viz graf 3.2 a graf 3.3 z modelového příkladu v kapitole 3.1.



Obr. 2.4 – Poloha intervalů pro vzorkování

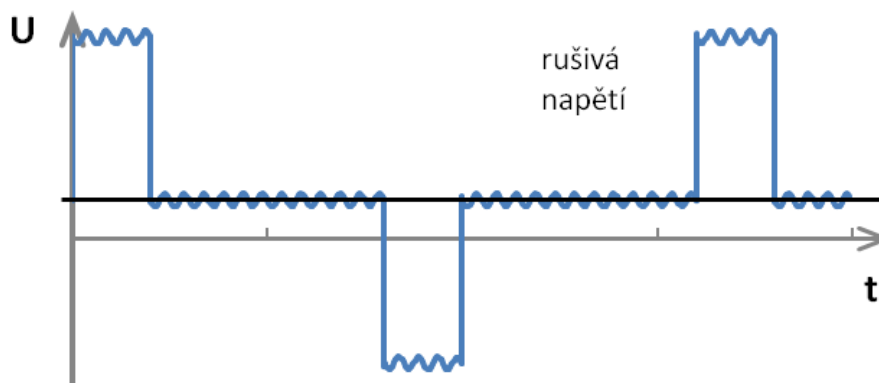
2.3.3 Lichoběžníkový průběh magnetického pole

Omezíme-li velikost první derivace u obdélníkového průběhu, tak získáme výhodnější lichoběžníkový průběh. Rušení způsobené vířivými proudy a transformací napětí výrazně potlačíme při odečítání vzorků v ustálených oblastech signálu. Zprůměrováním vzorků z obou polarit dosáhneme dvojnásobné citlivosti. Zároveň omezíme rušení, které je v délce jedné periody skoro neměnné.



Obr. 2.5 – Lichoběžníkový průběh napětí

Při lichoběžníkovém průběhu magnetické indukce je signál zpracován koherentním vzorkováním. Nutnou podmínkou fungování koherentní demodulace je vzorkování v kmitočtu, který je celistvým násobkem kmitočtu signálu a odebírání vzorků ve stejných místech časového průběhu [1].



Obr. 2.6 – Průběh rušivých napětí

2.4 Inteligentní řízení zdroje

Zdroje proudu pro indukční průtokoměry jsou specifickou záležitostí vyžadující vlastní přístup. Literatura, která by se zabývala návrhem proudových zdrojů pro indukční průtokoměry, v současné době není dostupná. V předešlé kapitole je popsán vliv průběhu budícího magnetického pole na vznik rušení, proto je vhodné mít možnost definovat si libovolný průběh buzení. S klasickými analogovými obvody se velmi těžko definují nestandardní tvary průběhu signálu (jiné než sinus, obdélník, lichoběžník, pila), případná změna průběhu skoro vždy vede na složitou úpravu obvodového řešení. Číslicové zpracování signálu hluboce proniklo a intenzivně proniká do nejrůznějších oblastí, mj., i do oblasti řídicí a automatizační techniky. Vzhledem k rostoucímu výkonu a klesající ceně mikroprocesorů se přímo nabízí jejich použití. Z důvodu potřeby dostatečného výpočetního výkon, přesnosti, rychlého zpracování dat v reálném čase je pro řízení vhodné použít místo klasického mikroprocesoru digitální signálový procesor (DSP). Změna průběhu signálu ve srovnání s analogovým řízením je velmi snadná a spočívá v „pouhé“ úpravě programu v DSP.

3 Simulace obvodu

Simulací obvodu si můžeme ušetřit mnoho práce, nákladů ale i zklamání z neúspěšné realizace konstrukce. Nutnou podmínkou dobré simulace je však sestavení kvalitních matematických modelů, a to jak jednotlivých součástek, tak i celých obvodů. Program **OrCAD Capture PSpice** je účinným nástrojem pro vyšetřování elektronických obvodů před jejich realizací.

3.1 Model zdroje s reálnou indukčností

V prostředí **Capture PSpice** byl vytvořen obvod (simulační model) s impulsním napěťovým zdrojem, který představuje budicí část průtokoměru. Reálná cívka byla nahrazena náhradním zapojením ve formě sériového spojení cívky L_1 s indukčností **10 mH** a proměnným stejnosměrným rezistorem R_1 , který simuloval oteplení vinutí. Hodnota rezistoru R_1 byla parametricky měněna v závislosti na teplotě podle vztahu:

$$R_{1, \vartheta_A} = R_{1, \vartheta_B} \cdot [1 + \alpha \cdot (\vartheta_B - \vartheta_A)] = R_{\vartheta_A} \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta \vartheta) \quad (3.1),$$

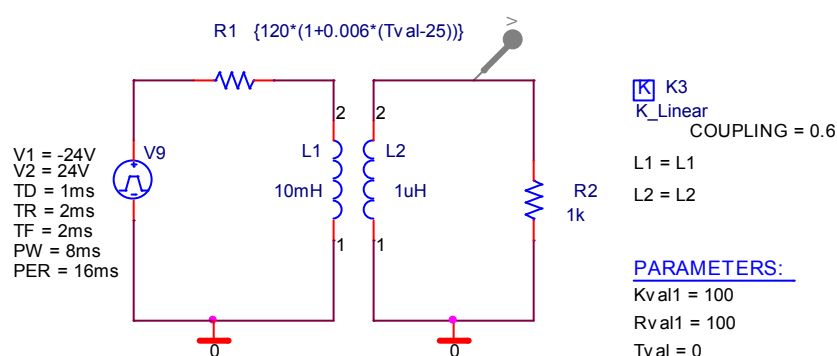
kde:

R_{ϑ_A} je odpor vinutí cívky při teplotě ϑ_A ,

R_{ϑ_B} je odpor vinutí cívky při teplotě ϑ_B ,

α je teplotní součinitel odporu materiálu vinutí (mědi $\alpha = 6 \cdot 10^{-3} \cdot K^{-1}$),

$\Delta \vartheta$ je oteplení vinutí cívky ($\Delta \vartheta = (\vartheta_B - \vartheta_A)$).

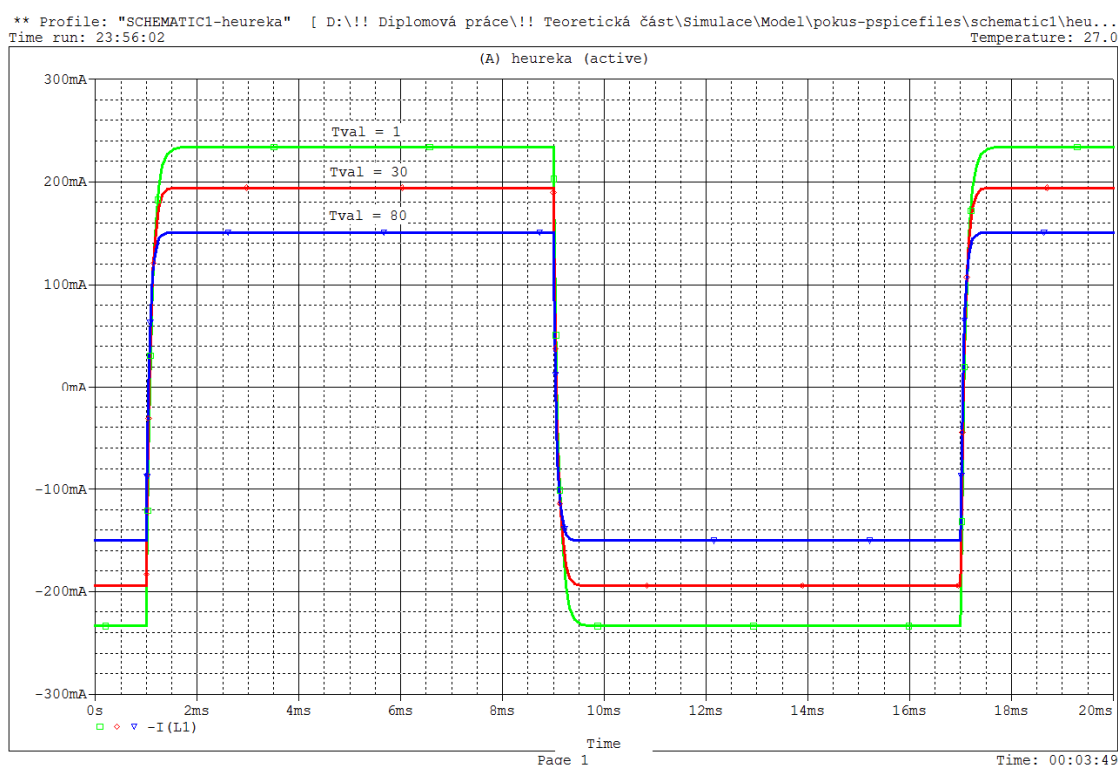


Obr. 3.1 – Model impulsního napěťového zdroje s reálnou indukčností

Hodnota **120 Ω** rezistoru R_1 při teplotě **25°C** byla zvolena na základě měření parametrů reálné cívky. Velikost teplotního součinitele odporu pro měď je určena z matematicko-fyzikálních tabulek.

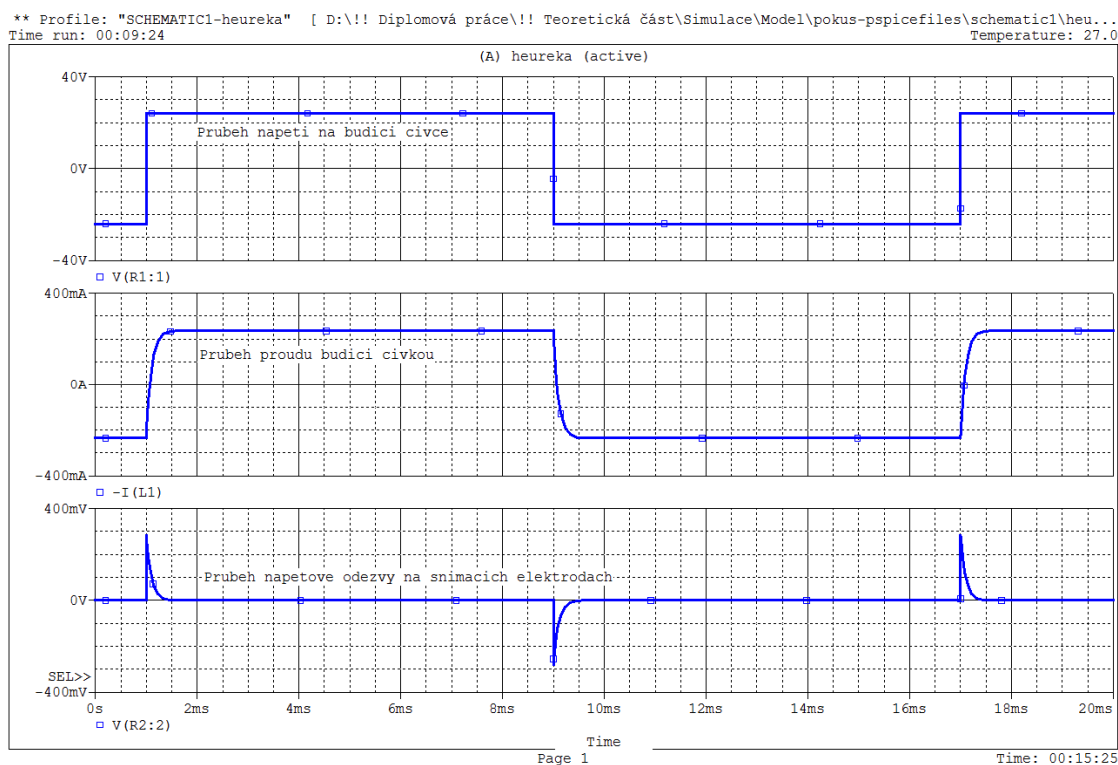
3.1.1 Závislost odporu cívky na teplotě

Pro výpočet simulace s parametrickou hodnotou rezistoru R_I bylo použito schéma z obr. 3.1 (se zdrojem napětí V_9). Cílem simulace je zjistit, jaká je závislost proudu v tomto obvodu na hodnotě odporu budicí cívky, který je lineárně závislý na teplotě podle vztahu z rovnice (2.6). Graf 3.1 je výsledkem transientní (časové) analýzy pro hodnoty parametru $Tval$, kdy je roven $1\text{ }^{\circ}\text{C}$, $30\text{ }^{\circ}\text{C}$ a $80\text{ }^{\circ}\text{C}$. Teplotní závislost proudu je značná ($221\text{ mA} - 1\text{ }^{\circ}\text{C}$, $196\text{ mA} - 30\text{ }^{\circ}\text{C}$ a $163\text{ mA} - 80\text{ }^{\circ}\text{C}$). Pro krajní hodnoty vychází teplotní součinitel proudu $-0,734\text{ mA/K}$. Právě kvůli vysokému teplotnímu součiniteli stejnosměrného odporu cívek v praxi volíme buzení ze zdroje proudu.

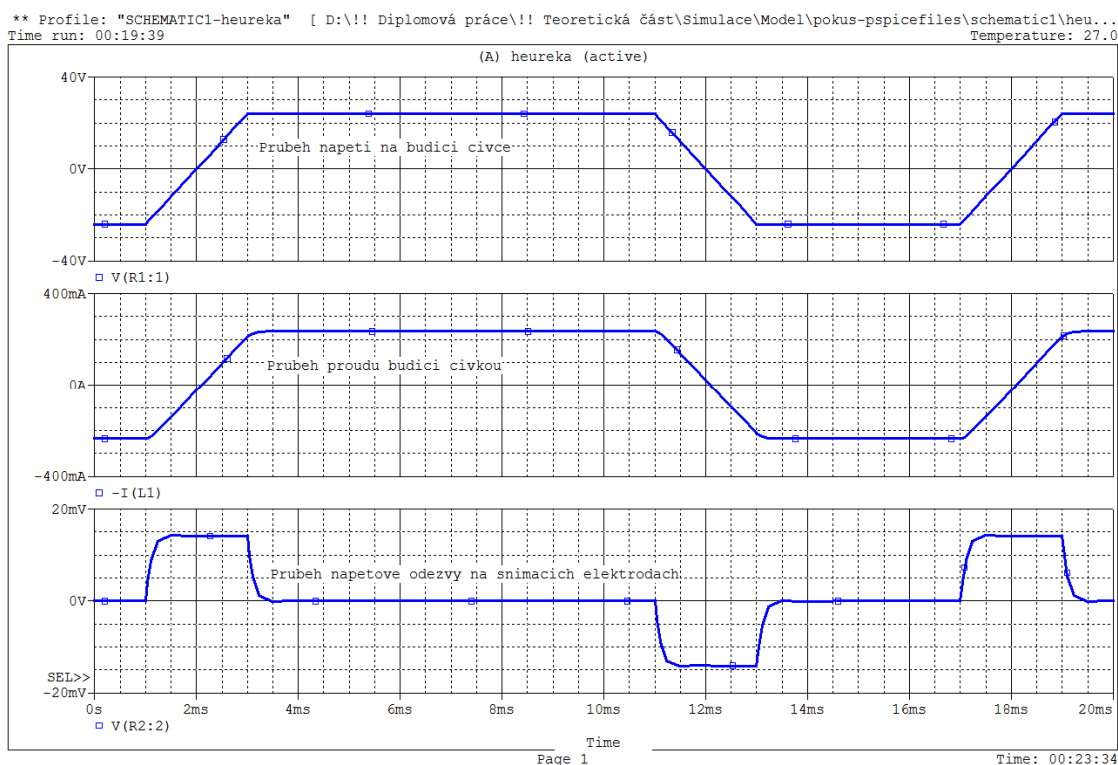


Graf 3.1 – Teplotní závislost výstupního proudu

Na obr. 3.1 jsou zakresleny dva samostatné obvody (obvod vlevo představuje budicí část a obvod vpravo, pak snímací elektrody průtokoměru). Obě cívky L_1 i L_2 jsou ale součástí jednoho magnetického pole. Zatímco L_1 funguje jako spotřebič energie, L_2 nám na základě této energie generuje proud do obvodu. Indukčnost těchto cívek určuje, jaká bude hodnota generovaného proudu. Graf 3.2 zobrazuje simulaci buzení cívky L_1 ze zdroje napětí s obdélníkovým průběhem a odezvy na snímacích elektrodách L_2 . Graf 3.3 pak zobrazuje stejný děj, ale při napájení cívky L_1 ze zdroje napětí s lichoběžníkovým průběhem.



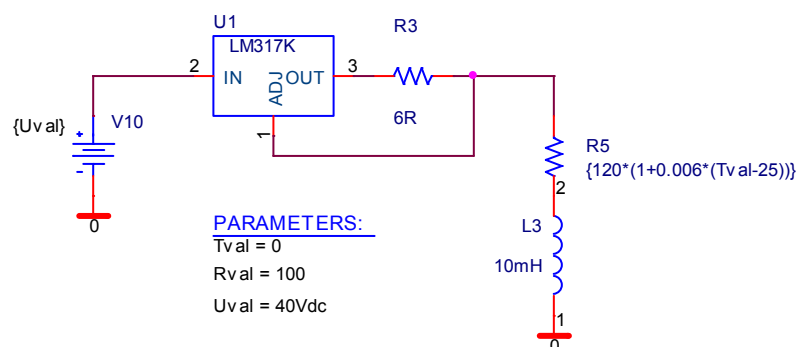
Graf 3.2 – Časový diagram buzení a jeho odezvy při napájení cívek ze zdroje napětí s obdélníkovým průběhem



Graf 3.3 – Časový diagram buzení a jeho odezvy při napájení cívek ze zdroje napětí s lichoběžníkovým průběhem

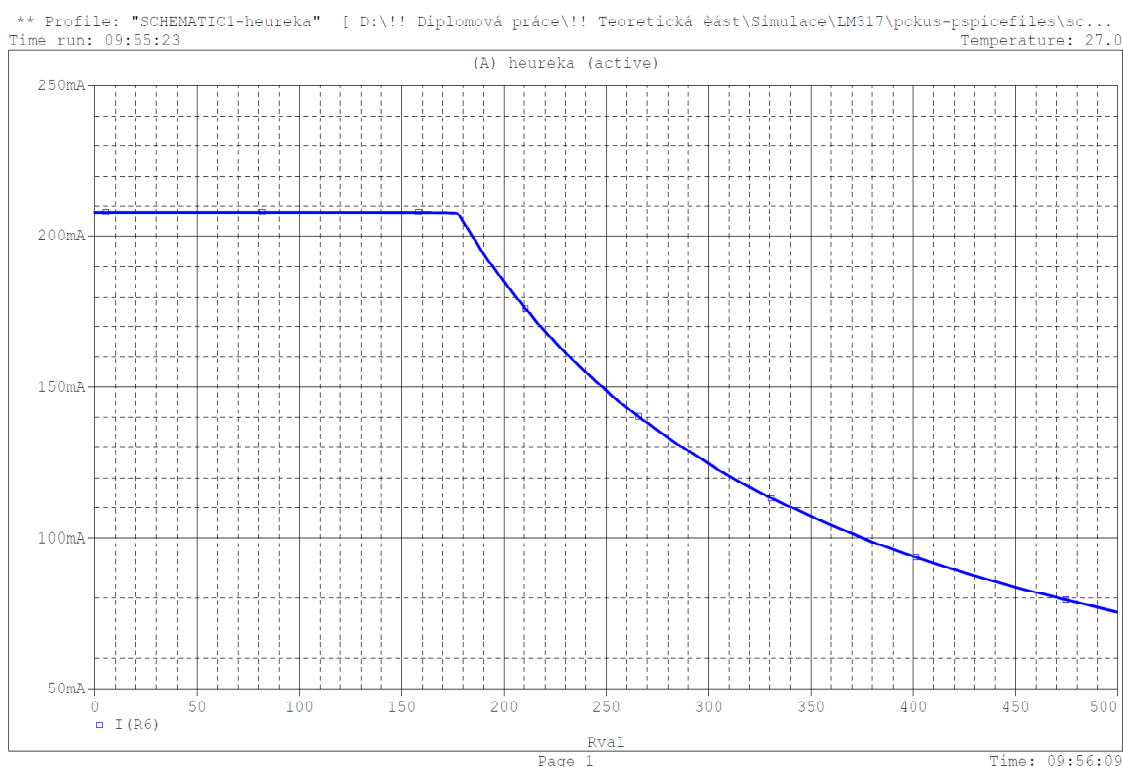
3.2 Model zdroje proudu s LM317T

Dalším obvodem, který byl podroben simulaci je zdroj proudu se stabilizátorem napětí LM317T. Zapojení z obr. 1.9 bylo modifikováno pro potřeby modelování programem *PSpice*. Schéma bylo doplněno parametrickým zdrojem napětí V_{II} a zátěž s reálnou indukčností, která má teplotní závislost odporu R_6 , podle obr. 3.2.

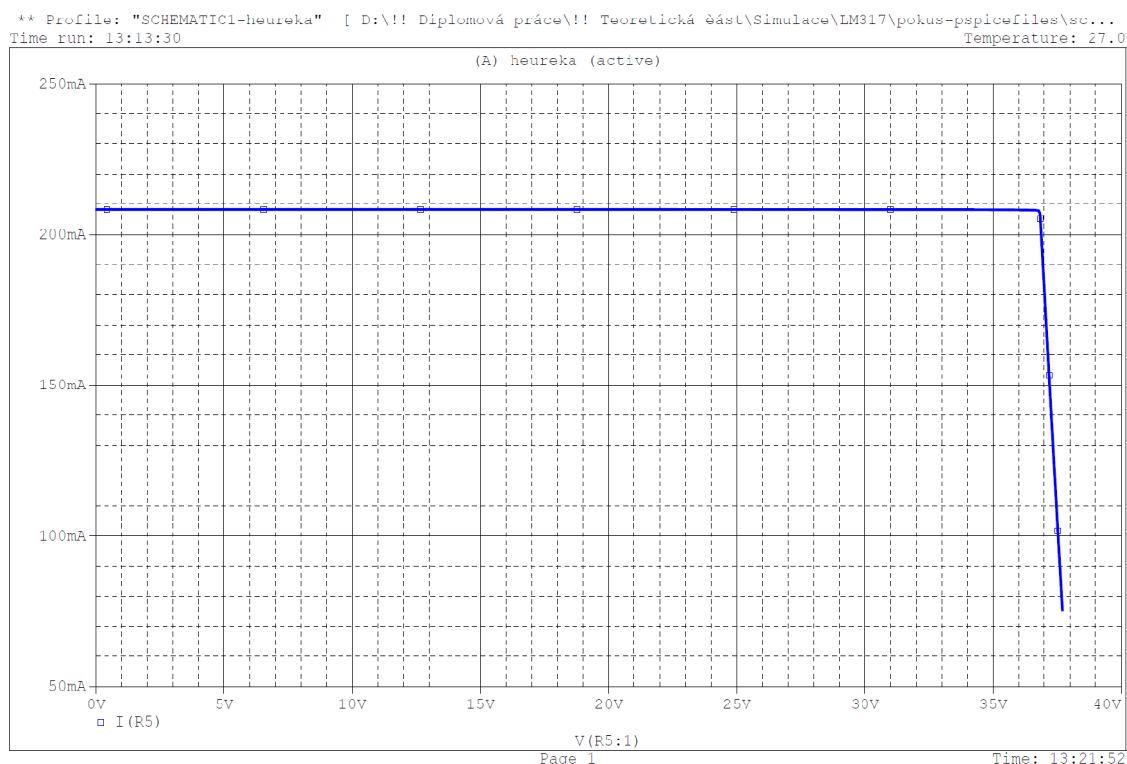


Obr. 3.2 – Model zdroje proudu se stabilizátorem napětí LM317T

Výsledkem první simulace je zatěžovací charakteristika zdroje proudu graf 3.4 a graf 3.5. Uvedený obvod se chová jako „ideální“ zdroj proudu **208 mA**, a to až do velikosti stejnosměrného zatěžovacího odporu okolo **170 Ω**, kdy stabilizátor začíná narážet na velikost napájecího napětí **40 V** (zlomové koleno na grafech).



Graf 3.4 – Zatěžovací charakteristika zdroje proudu v zapojení podle obr. 3.2

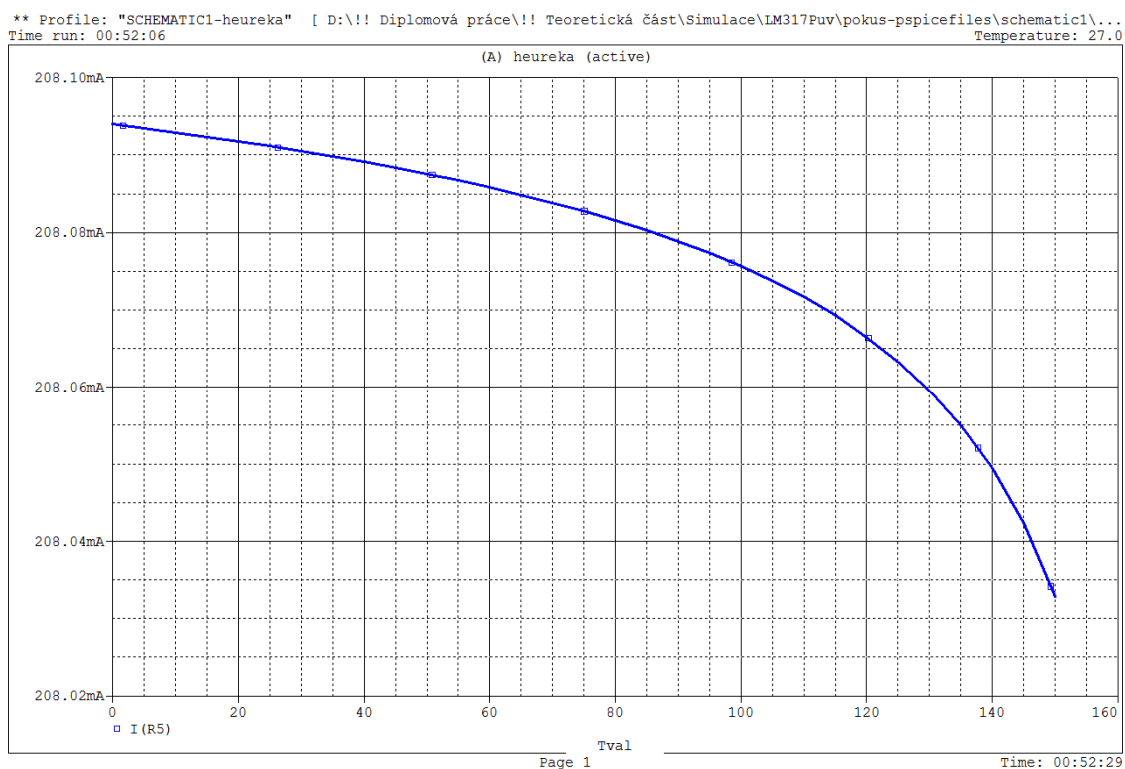


Graf 3.5 – výstupní VA charakteristika zdroje proudu

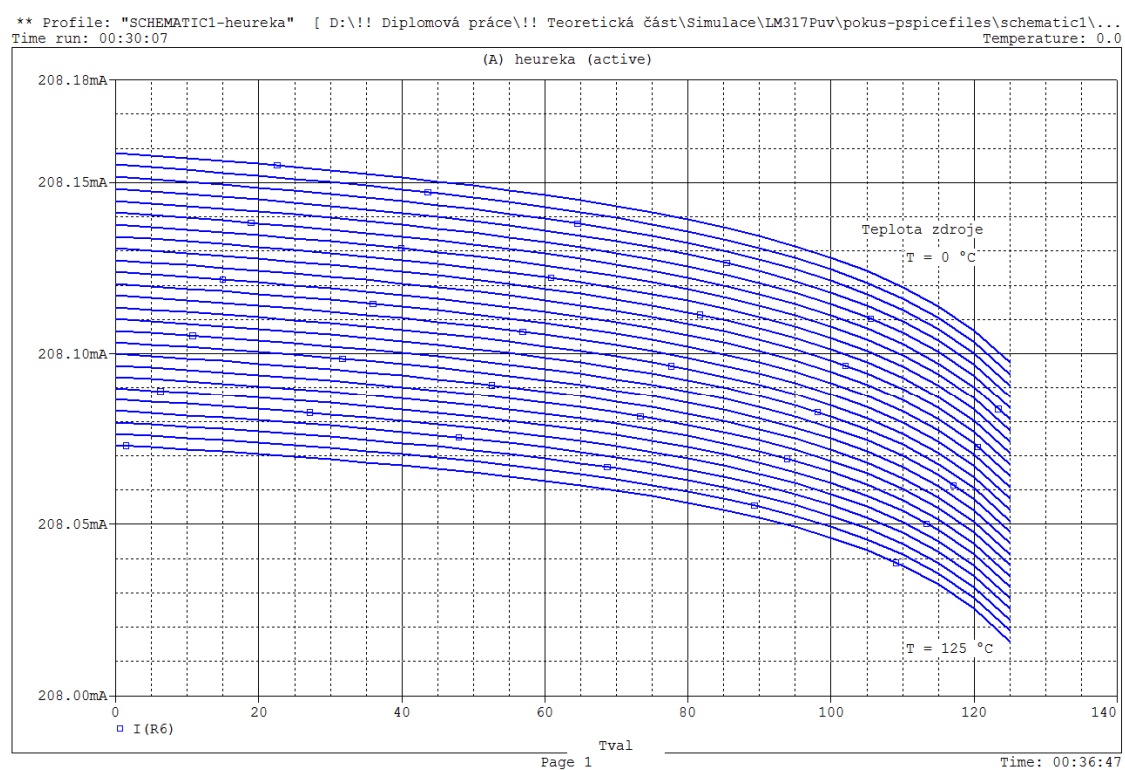
Graf 3.6 zobrazuje simulovanou teplotní závislost výstupního proudu pouze na teplotě zátěže resp. na změně hodnoty rezistoru R_5 . Teplotní součinitel výstupního proudu pro uvedený rozsah je $-0,4096 \mu A/K$. V modelu zahrnutou i závislost stabilizátoru na okolní teplotě vykresluje graf 3.7. Rozsah teplot v simulaci byl shora omezen na pracovní rozsah stabilizátoru U_I (tj. $125^\circ C$). Teplotní součinitel výstupního proudu se poté změnil na hodnotu $-1,1413 \mu A/K$.

Převodní charakteristiku zdroje proudu z obr. 3.2 při konstantním zatěžovacím odporu $R_5=100 \Omega$ vykresluje graf 3.8. Na grafu je vidět minimální hodnota napětí cca $1,3V$ (na počátku zlomu křivky), kterou potřebuje stabilizátor pro svoji činnost.

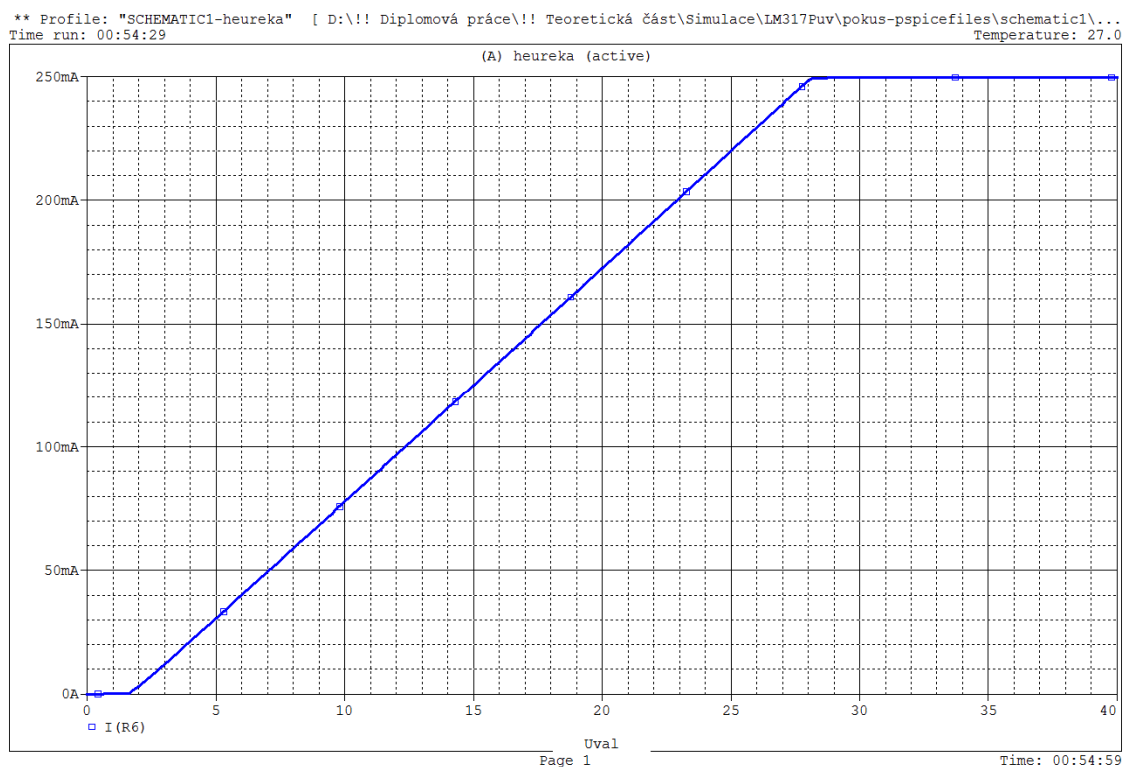
U posledního simulovaného průběhu (graf 3.9) je zobrazena výkonová ztráta v závislosti na zatížení zdroje proudu. Modrá křivka zastupuje dodaný výkon do zátěže a červená potom ztrátu na stabilizačním prvku.



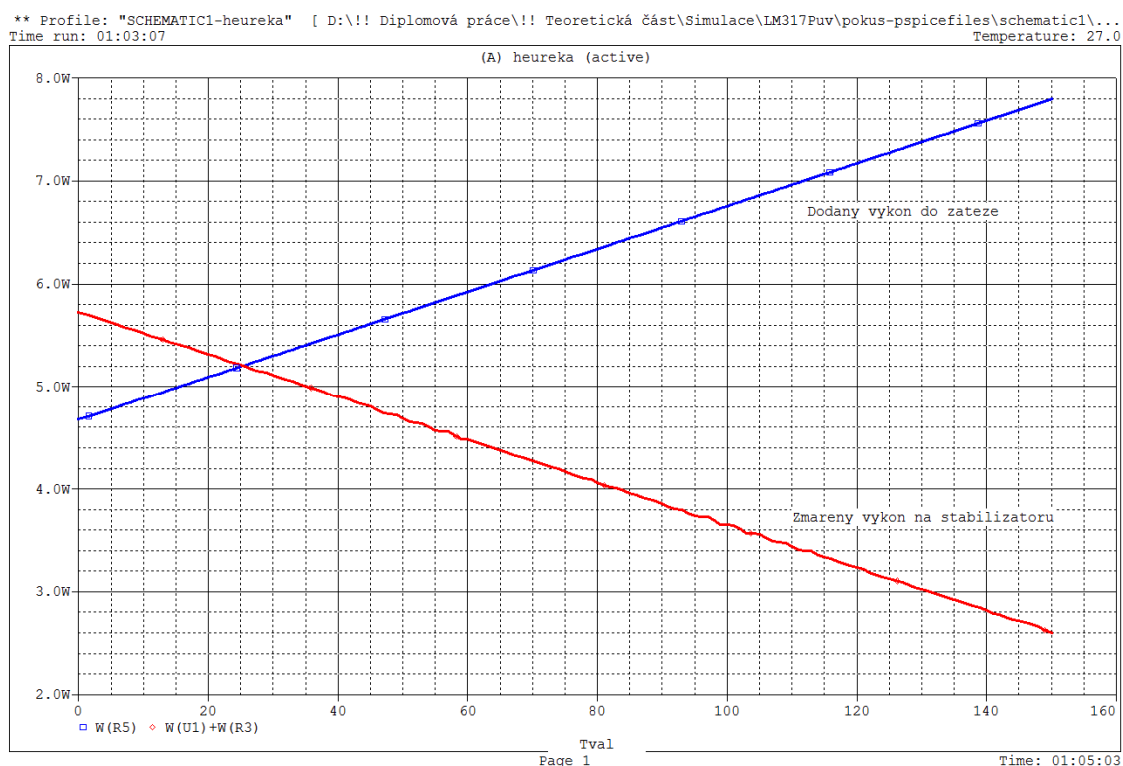
Graf 3.6 – Závislost výstupního proudu na teplotě cívky



Graf 3.7 – Závislost výstupního proudu na teplotě zdroje a cívky



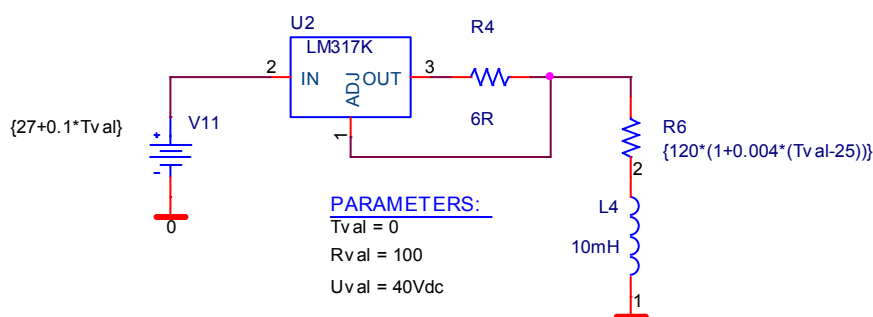
Graf 3.8 – Převodní charakteristika zdroje proudu v zapojení podle obr. 3.2



Graf 3.9 – Ztrátový výkon na zdroji v poměru k výkonu dodaného do zátěže

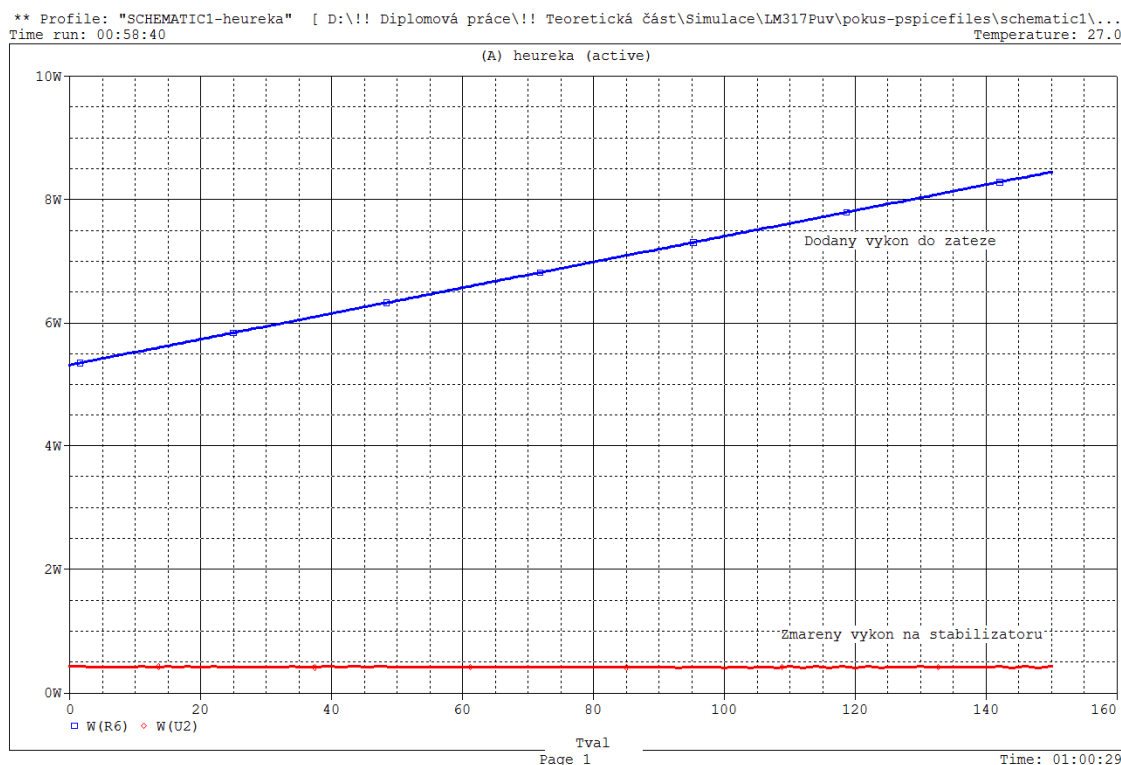
3.3 Model zdroje proudu s LM317T s předregulací

Pokud použijeme předregulační člen, tj. lineárnímu stabilizátoru předřadíme např. spínaný zdroj pro snížení vstupního napětí stabilizátoru, získáme tím lepší účinnost výsledného řešení. Model proudového zdroje s předregulací je na obr. 3.3. Spínaný zdroj je suplován zdrojem V_{II} s proměnnou hodnotou výstupního napětí, která je lineárně závislá na zatěžovacím rezistoru R_6 .



Obr. 3.3 – Model proudového zdroje s předregulací

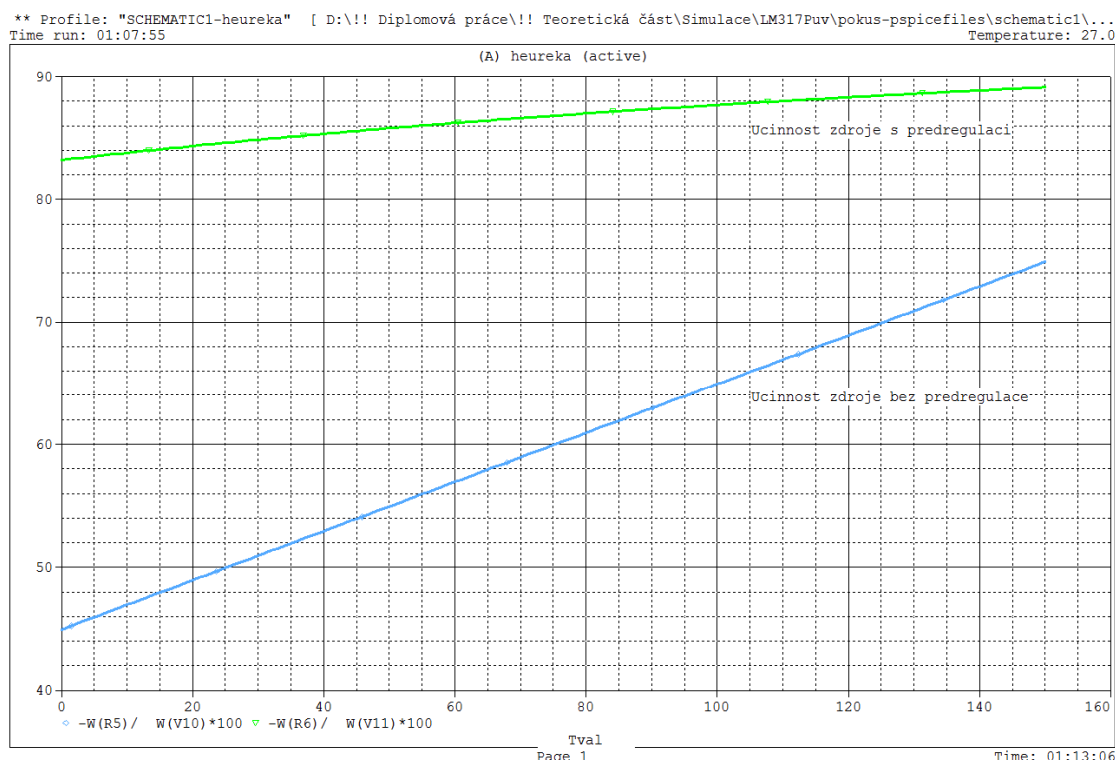
Graf 3.10 zobrazuje průběh ztrátového výkonu na stabilizátoru U_2 (červená křivka) a výkonu dodaného do zátěže (modrá křivka) v závislosti na hodnotě zatěžovacího rezistoru R_6 při použití předregulace.



Graf 3.10 – Ztrátový výkon na zdroji v poměru k výkonu dodaného do zátěže

Pro lepší představu o smyslu a výhodách předregulace slouží graf 3.11, který zobrazuje účinnost obou zapojení dle obr. 3.2 a obr. 3.3 v závislosti na zatížení výstupu zdroje. Světlemodrá křivka zobrazuje průběh účinnosti zdroje bez předregulace. Při malých hodnotách zatěžovacího rezistoru, je účinnost zdroje proudu pod **50%**. Z čehož vyplývá, že více jak **50 %** energie se nežádoucím způsobem vyzáří ve formě tepla na stabilizátoru. Zelená křivka pak představuje průběh účinnosti s předregulací, která se v uvedeném rozsahu zatížení zdroje proudu pohybuje nad hranicí **80%**. Nevýhodou předregulace může být pomalejší dynamická odezva na skokovou změnu zátěže proudového zdroje.

Z převodní charakteristiky zdroje proudu – graf 3.8 lze vyčíst minimální hodnotu napětí okolo **1,3 V** (odpovídá hodnotě uvedené v katalogovém listě), kterou potřebuje stabilizátor, aby pracoval v lineární oblasti svých výstupních charakteristik. Proto je nutné při použití předregulace pamatovat i na tuto skutečnost a zajisti, že minimální velikost napětí, raději s dostatečnou rezervou, bude i v nejhorším případě funkce stabilizátoru proudu k dispozici.

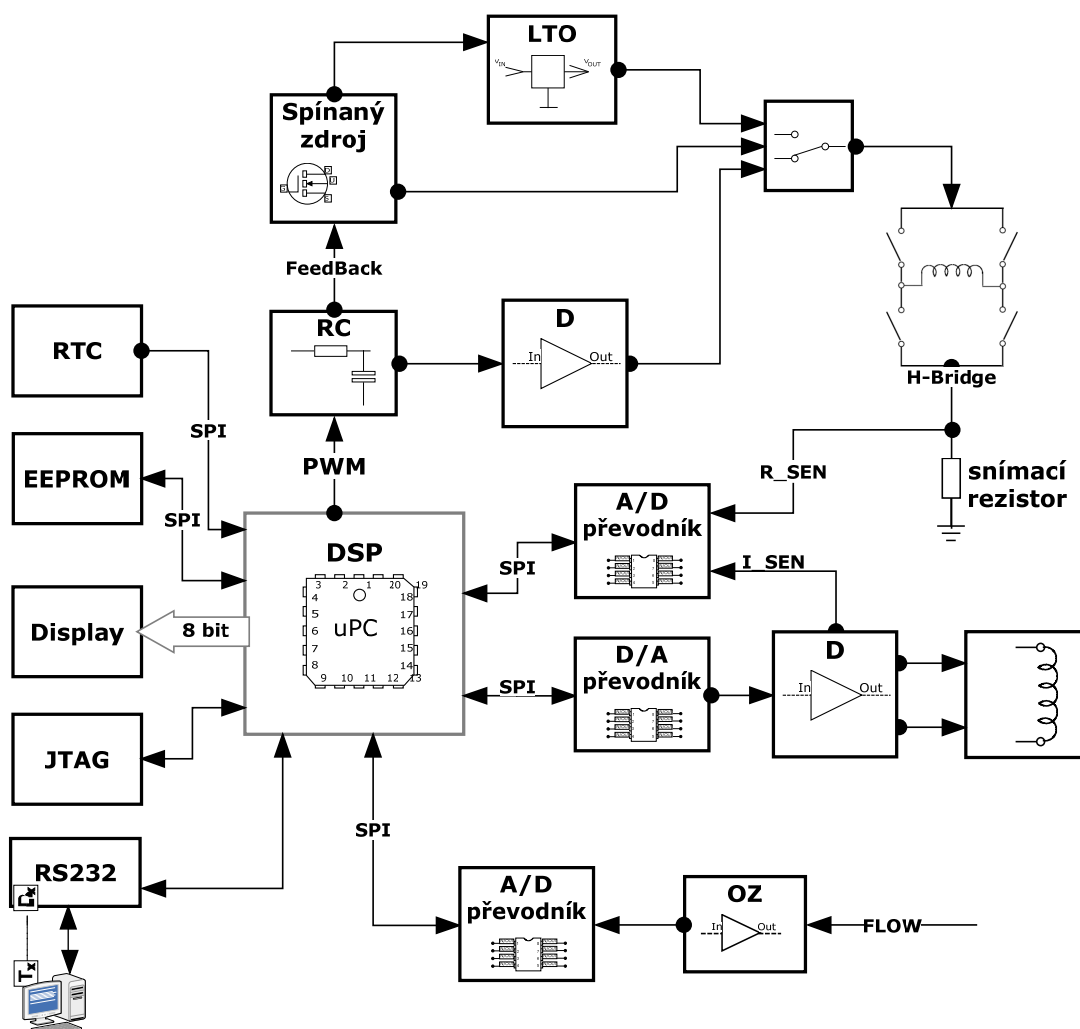


Graf 3.11 – Účinnost v závislosti na zatížení zdroje pro obě řešení

II. PRAKTICKÁ ČÁST

4 Návrh hardwarového řešení

Návrh hardwaru přesného zdroje střídavého proudu je dán požadavky firmy EESA s.r.o. Na základě těchto požadavků přicházely v úvahu čtyři možné konstrukce, které byly realizovány. Pro řízení zdroje proudu bylo využito možnosti v návrhu použít digitální signálový procesor (DSP). Výhodou takového řešení je ve snadnější, ale i levnější změně funkce zdroje proudu úpravou softwaru v DSP, nežli změnou obvodového řešení. Blokové schéma navrhnutého řešení je ukázáno na obr. 4.1. Každý blok a jeho funkce v obvodu je rozebrána v následujících kapitolách. Pro ověření funkce a měření vlastností jednotlivých zapojení byla navržena vývojová deska plošného spoje.



Obr. 4.1 – Blokové schéma přesného zdroje střídavého proudu

4.1 Obdélníkový průběh buzení

Pro buzení cívky obdélníkovým průběhem nám postačí „jednoduchý“ stejnosměrný zdroj proudu. Střídání směru proudu na budících cívkách vytvoříme uměle pomocí H-můstku. Z důvodu řízení zdroje je potřeba s velkou přesností měřit hodnotu ustáleného proudu, proto je pod H-můstek podsazen kvalitní rezistor s malým teplotním koeficientem odporu (*TCR*). Při přihlédnutí k hledisku spotřeby se nabízejí tři možnosti, jak realizovat samotou funkci proudového zdroje.

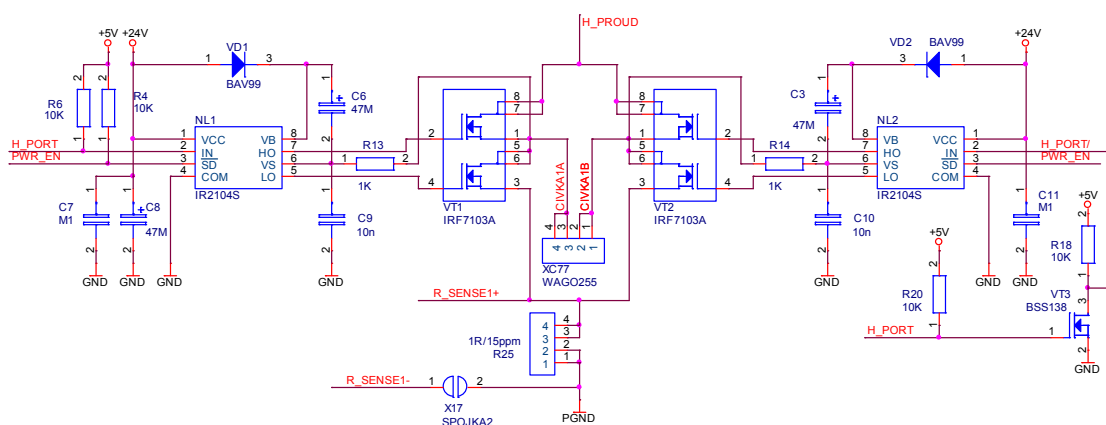
První možností je využití spínaného zdroje. Největší výhodou spínaných zdrojů je jejich vysoká účinnost, a to zejména v případech omezeného výkonu, dodávaného z baterií, dále jejich nízká váha a kompaktní rozměry. Pro porovnání viz tab. 1.1. v kapitole 1.5.3.

Další možností je použít lineární zdroj proudu, kterému se předradí spínaný zdroj tzv. předregulace. Získáme tím výhody lineárního zdroje jako je malé výstupní zvlnění, nízký šum, dobrá dynamická reakce na změnu zátěže plus výhody spínaného zdroje tj. především vysoká účinnost (viz simulované modely v teoretické části).

Jako poslední možnost se nabízí využití některého z moderních integrovaných audio zesilovačů, které pracují ve *třídě D* s vysokou účinností. Z dostupných variant byl vybrán CMOS audio zesilovač TPA3121D2 s výstupním výkonem **15 W** na kanál. Výrobce uvedeného integrovaného obvodu je firma Texas Instruments.

4.1.1 H-můstek

Řídicí elektronika musí zajistit, aby nikdy nenastalo současné sepnutí obou spínačů na levé nebo pravé straně. Zároveň je vhodné snížit počet potřebných ovládacích vodičů, proto se používá několika různých zapojení podle způsobu řízení můstku. V našem případě dle obr. 4.2 jsou pro řízení můstku použity 2 řídicí signály.



Obr. 4.2 – Schéma zapojení H-můstku

Signál **H_PORT** slouží pro přepínání polaroty na můstku a **PWR_EN** pro logické vypnutí můstku. Základem celého zapojení je dvojitý N-MOSFET tranzistor IRF7103 s malým přechodovým odporem v sepnutém stavu **0,130 Ω**. Povolený proud je podle katalogového listu **3 A**. Pro buzení **VT1** a **VT2** je použit plovoucí driver (zajišťuje rychlejší otevření MOSFET tranzistoru) IRF2104S, který je kompatibilní s **3,3V**, **5V** a **15V** logikou.

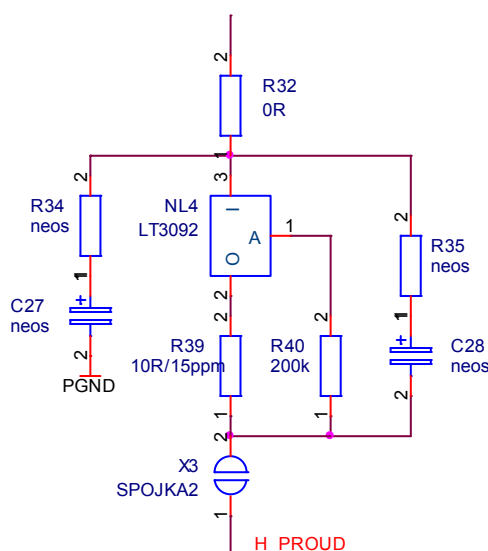
Měření velikosti tekoucího proudu H-můstkem se provádí na přesném a teplotně stabilním **15 ppm/K** snímacím rezistor **R25**. Napětí z rezistoru je poté přivedeno na vstup A/D převodníku **NL11**.

4.1.2 LTO

Spotřeba stabilizátoru LT3092 se dle [20] pohybuje do **15 mA**. Teplotní koeficient nastavovacího proudu je **10 ppm/V** v rozsahu napájecího napětí od **1,5 V** do **40 V**. Obvod je schopen pracovat v teplotním rozsahu od **-40°C** do **+125°C**. Velikost výstupního proudu lze měnit v rozmezí od **0,5 mA** do **200 mA** a nastavuje se poměrem rezistorů **R39** a **R40** podle vztahu:

$$I = 10\mu A \times \frac{R40}{R39} \quad (4.1).$$

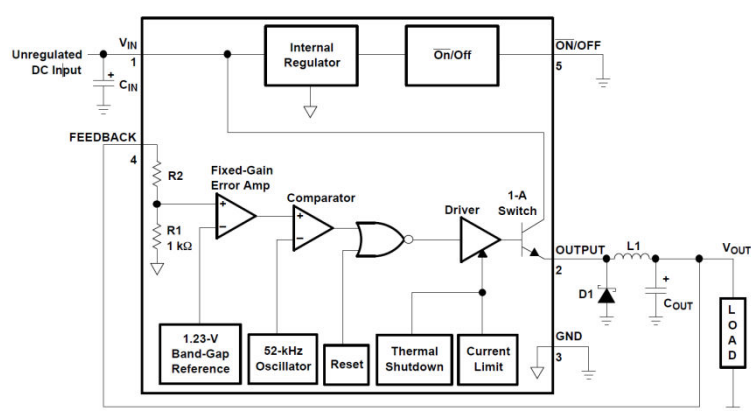
Zapojení na obr. 4.3 je navrženo podle katalogového listu. Případné zvýšení stability zdroje lze provést osazením rezistorů **R34**, **R35** a kondenzátorů **C27**, **C28**, které jsou ve schématu ke stabilizátoru dodatečně přidány.



Obr. 4.3 – Schéma zapojení LT3092

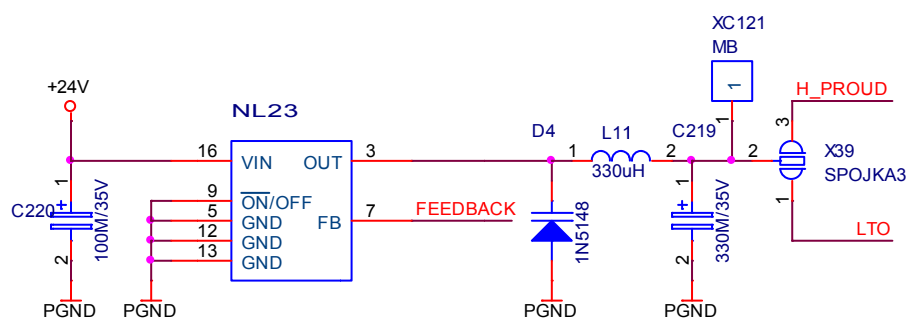
4.1.3 Spínaný zdroj

Step-Down (zdroje snižující napětí) integrovaný obvod LM2575 [12] patří svou charakteristikou spíše do skupiny mezi měniče DC/DC, jeho vnitřní blokové schéma je na obr. 4.4. Důležitými parametry jsou vysoká účinnost zdroje **88 %**, velikost výstupního proudu **1 A** interního tranzistoru, pevná vnitřní pracovní frekvence oscilátoru **52 kHz** (snadná filtrace), TTL kompatibilita a minimum použitých externích součástek. Z uvedených vlastností vyplývá použití LM2575 jako alternativy ke třísivkovým regulátorům napětí, případně jako předregulátory. Podmínkou činnosti spínaného zdroje je stejnosměrné vstupní napětí, které je přivedeno z napájecího konektoru **XC91**.



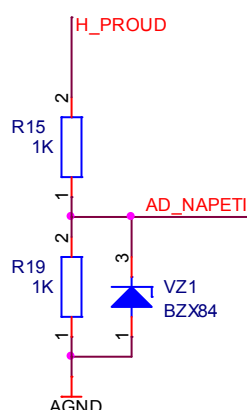
Obr. 4.4 – Vnitřní blokové schéma LM2575

Vstupní kondenzátor **C220** musí být umístěn co nejblíže k pouzdru regulátoru z důvodu stability. Kapacita výstupního kondenzátoru **C219** dle katalogového listu je doporučena větší než **220 μF** navíc s malou definovanou hodnotou **ESR**. Kvůli stabilitě a lepší filtraci zvlněného napětí je opět doporučeno umístit kapacitu **C219** co nejblíže k integrovanému obvodu. Pro volbu rekuperační diody **D4** se používá maximální závěrné napětí diody U_{RD} a hodnota výstupního proudu. Z důvodu snížení šumu výstupního napětí je vhodně zvolit rychlou Schottkyho diodu.



Obr. 4.5 – Schéma zapojení spínaného zdroje LM2575

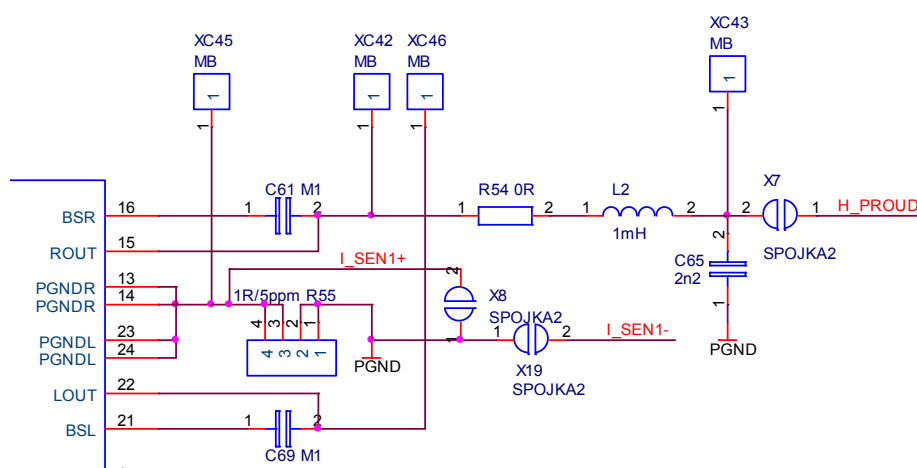
Velikost výstupního napětí je nastavena rozdílem vnitřní reference $1,23\text{ V}$ a zpětné vazby na operačním zesilovači. Spojkou **X39** se nastaví, pro jaký účel bude spínaný zdroj použit, jestli ve funkci zdroje proudu anebo ve funkci predregulátoru pro lineární zdroj. Proto je pro řízení zdroje využito signálového procesoru. Z napěťového děliče dle obr. 4.6 je vyveden signál na A/D převodník DSP. Jak již bylo řečeno, úprava programu v signálovém procesoru je snazší než úprava obvodového řešení.



Obr. 4.6 – Napěťový dělič pro zpětnou vazbu spínaného zdroje

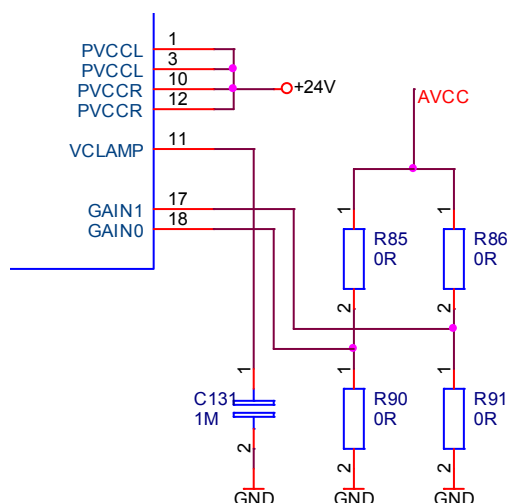
4.1.4 Zesilovač třídy D

Audio zesilovač TPA3121D2 se podle [11] vyznačuje velmi vysokou účinností, minimem externích součástek a separovaným napájením vstupní a výkonové části. Schéma kompletního zapojení je součástí přílohy. Pro buzení cívky zapojené v H-můstku nám postačí pouze jeden kanál zesilovače.



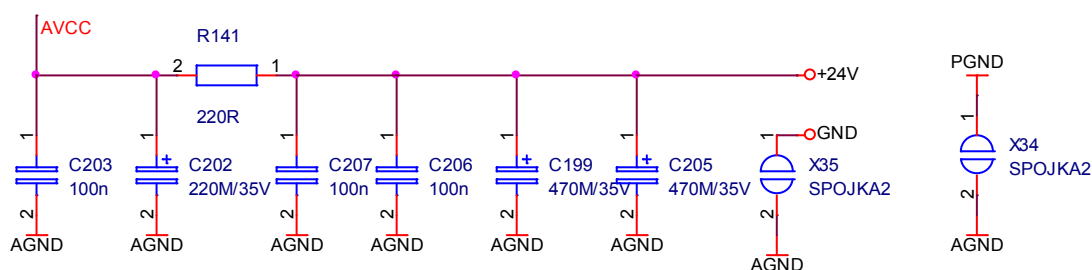
Obr. 4.7 – Výstup zesilovače v zapojení SE

Nastavení zisku zesilovače se provádí prostřednictvím dvou logických vstupů **GAIN0** (LSB) a **GAIN1** (MSB) v hodnotách zisku **20, 26, 32** a **36 dB** dle [11] str. 13, prostřednictvím rezistorů **R85, R86, R90, R91** s nulovou hodnotou. Za žádných okolností se nesmějí osadit oba rezistory v jedné nebo v druhé větvi současně, protože by došlo ke zkratu napětí na zdroji.



Obr. 4.8 – Nastavení zisku zesilovače

Integrovaný zesilovač **NL5** požaduje pro svoji činnost napětí o velikosti **24 V**. Pro dosažení lepších dynamických vlastností se využívá několika úprav. Mezi napájení výkonové části a napájení vstupních obvodů je na doporučení výrobce vložen RC filtr, který je tvořen rezistorem **R141** a kondenzátorem **C202**. Kondenzátory **C199, C202, C205** je vhodné použít s nízkým koeficientem efektivního sériového odporu (**ESR**). Blokovací kondenzátory **C203, C206** a **C207** se umísťují co nejblíže k pinům pouzdra zesilovače. Podle katalogového listu činí spotřeba při buzení cívek **30 mA** + budicí proud, v režimu spánku pak odběr klesne na **1 mA**.



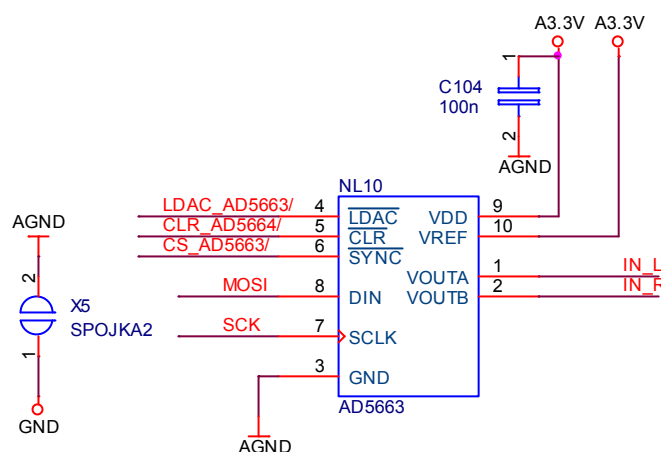
Obr. 4.9 – Napájení zesilovače

4.2 Libovolný průběh buzení

V teoretické části byly popsány vlivy časového průběhu magnetického pole na vznik rušení transformací napětí a vlivem budících proudů. Z těchto důvodů je přinejmenším vhodné mít možnost nadefinovat si vlastní průběh budícího pole cívek. Vygenerování požadovaného signálu zajistí digitální signálový procesor. Pro převod digitální informace na analogový signál budeme potřebovat D/A převodník. Výkonové posílení signálu bude zajištěno již jednou použitým CMOS zesilovačem TPA3121D2.

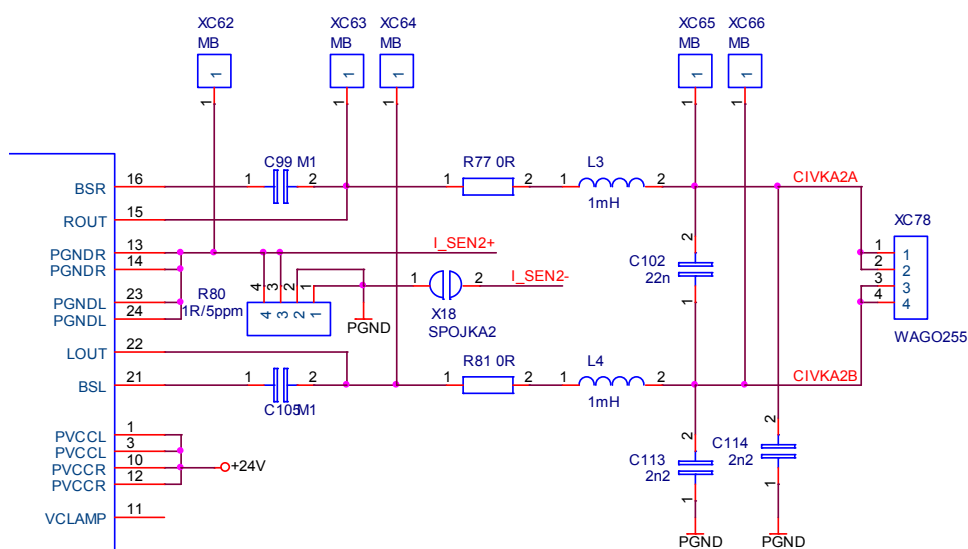
4.2.1 D/A Převodník

Převod signálu z DSP obstarává dvojitý 16bit D/A převodník AD5663 [17], který je k DSP připojen přes sběrnici SPI. Umožňuje komunikovat rychlostí **50 MHz**. Spotřeba převodníku při normální provozu je **1,25 mW** v režimu spánku klesne na **2,4 μA** . Výstupní signál z D/A převodníku **NL9** je přiveden přes spojky **X12** a **X13** na vstup integrovaného zesilovače.



4.2.2 Zesilovač TPA3121 můstkovém zapojení

Jde prakticky o katalogové zapojení v režimu můstku, kdy oba kanály zesilovače zesilují stejný signál ale fázově převrácený. Na výstupu ze zesilovače jsou zpětnovazební kondenzátory **C99** a **C105**. Výkonový signál je vyčištěn na výstupním filtru, který je tvořen indukčnostmi **L3**, **L4** a kondenzátory **C102**, **C113**, **C114**. Parametry filtru byly uzpůsobeny ke speciálnímu použití s vysokou indukčností. Použitím hodnot součástek podle katalogového zapojení by docházelo k zákmitům na výstupu zesilovače.



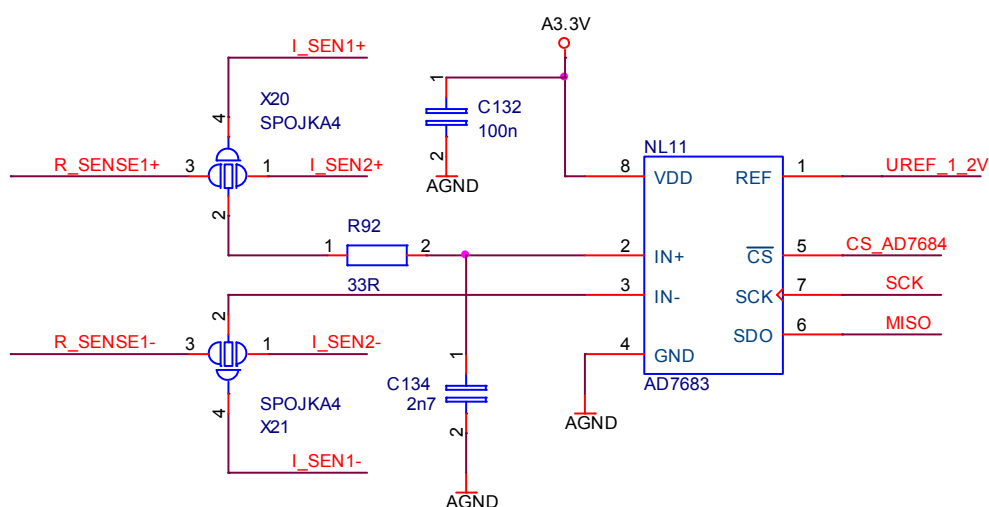
Obr. 4.10 – Výstup zesilovače v můstkovém zapojení a snímání proudu

Informace o velikosti proudu tekoucího do zátěže je snímána na přesném a teplotně stabilním rezistoru **R80**. Přes spojku **X20** a **X21** je napětí z rezistoru přivedeno jako zpětná vazba pro řízení D/A převodníku **NL10**, na vstup A/D převodníku **NL11** pro následné zpracování DSP.

Nastavení zisku zesilovače **NL8**, řídicí obvody a napájecí část byla již popsána v kapitole *Zesilovač třídy D*.

4.3 Zpětná vazba a PWM řízení

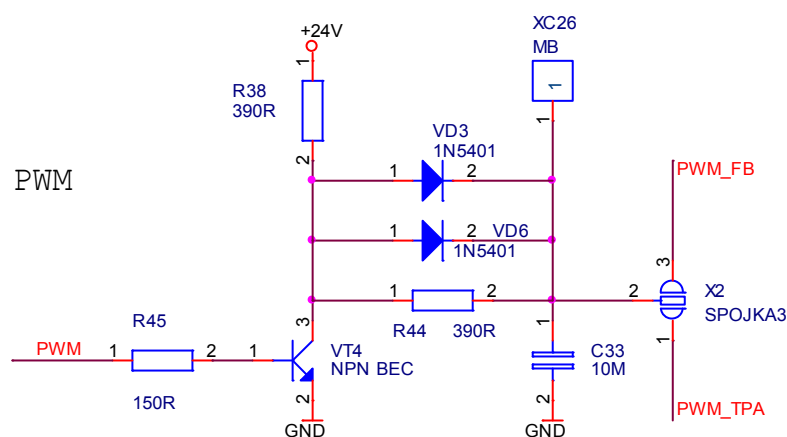
Pro převod analogových signálů na digitální informaci se stará 16 bit A/D převodník AD7683. Konkrétní parametry převodníku jsou v příloženém katalogovém listě [18]. Následně je signál v digitální podobě poslán po sběrnici SPI do DSP.



Obr. 4.11 – zapojení A/D převodníku

Spojky **X20** a **X21** určují, z jakého zdroje se bude signál vzorkovat. Na výběr je ze tří snímacích rezistorů (H-můstek, TPA, TPA-můstek). Převodník vyžaduje externí referenční napětí. Spotřeba obvodu **NL11** při vzorkování plnou rychlostí je **1,5 mW**.

Digitální signálový procesor obsahuje komparační systém, který umožňuje realizaci pulzně šířkové modulace (**PWM**) a minimalizuje programovou obsluhu. Této funkce je využito pro řízení spínaného zdroje **NL3** a zesilovač **NL5**. Nabíjení a vybíjení kondenzátoru **C33** je v poměru **1:1** přes rezistory **R38** a **R44**.

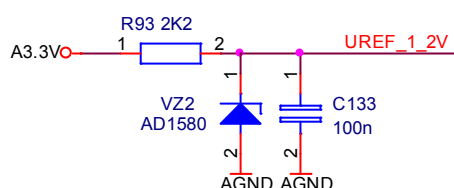


Obr. 4.12 – PWM – řízení obvodů

4.3.1 Napět'ové referenční obvody

Nejdůležitější vlastností napět'ového referenčního zdroje je přirozeně jeho stabilita, neboť vliv změny napájecího napětí a teploty přechodu je podstatně menší, než je právě vliv hodnoty referenčního napětí.

Pro napět'ové reference se dnes hojně využívá integrovaných obvodů, které mají pouze dvě svorky stejně jako klasické Zenerovy diody. Dosahují však mnohem lepších parametrů jednak z pohledu stability napětí, tak i z hlediska tolerance přesnosti (viz porovnání v tab. 4.1).



Obr. 4.13 – Zapojení napět'ové reference 1,225V

V anglické literatuře se napět'ové referenční obvody nazývají „Micropower precision shunt voltage reference“, z čehož je patrné jejich nevýkonové použití. Napět'ové referenční obvody se zapojují shodně jako Zenerovy diody (viz obr. 4.13) a dokonce se často označují stejnou schematickou značkou. Obvod AD1580 byl zvolen jako napět'ová reference pro AD převodník AD7683.

Tab. 4.1 – Napět'ový referenční obvod AD1580 vs. Zenerova dioda

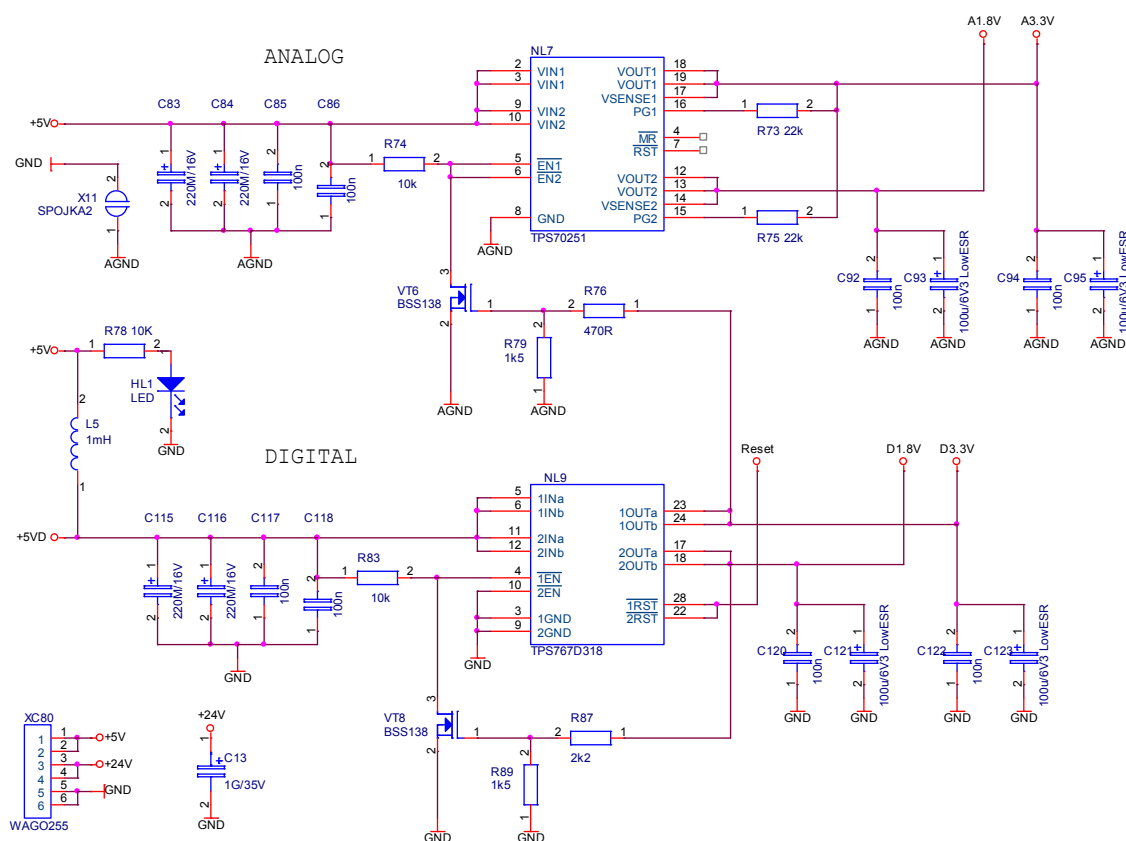
	AD1580		BZX83C	
parametr	hodnota	poznámka	hodnota	poznámka
referenční napětí	1, 225 [V]	I _z = 50 [uA]–10 [mA]	(2, 5–2, 9) [V]	I< 50 [mA]
přesnost referenčního napětí	±0, 1 [%]		±0, 2 [V]	
vnitřní odpor	0, 5 [Ω]		<40 [Ω]	I= 5 [mA]
teplotní rozsah	-40 [°C] +85 [°C]	I _z = 50 [uA]–10 [mA]	< 45 [°C]	
teplotní koeficient	±20 [ppm/K]		nezaručen	
teplotní stabilita	±20 [ppm]	za 1000 hod	nedefinována	

4.4 Periferní obvody

4.4.1 Napájecí obvody

Stabilizátorem napětí rozumíme obvod, jehož úkolem je stabilizovat hodnotu napětí na svém výstupu vůči změnám některých veličin (vstupní napětí, proud do zátěže, teplota apod.), výrazně snížit zvlnění stabilizovaného napětí a dodat do zátěže požadovaný výkon.

Ze vstupního napájecího konektoru **XC80** resp. **XC17** je přivedeno napětí **5 V** pro analogovou část, digitální část je oddělena indukčností **L5**. Každé napětí zvlášť je poté filtrováno kondenzátory **C83–C86** a **C115–C118**. Následují dvojité stabilizátory napětí **NL7** (TPS70251) a **NL9** (TPS767D318), více na [14] a [15]. Ke stabilizaci napětí **3,3 V** a **1,8 V** pro digitální část se používá stabilizátor **NL9**, který v sobě obsahuje „hlídač“ napětí sloužící jako generátor resetovacího signálu pro mikroprocesor. Po náběhu napětí drží resetovací signál po dobu **200 ms** v úrovni logické „1“.



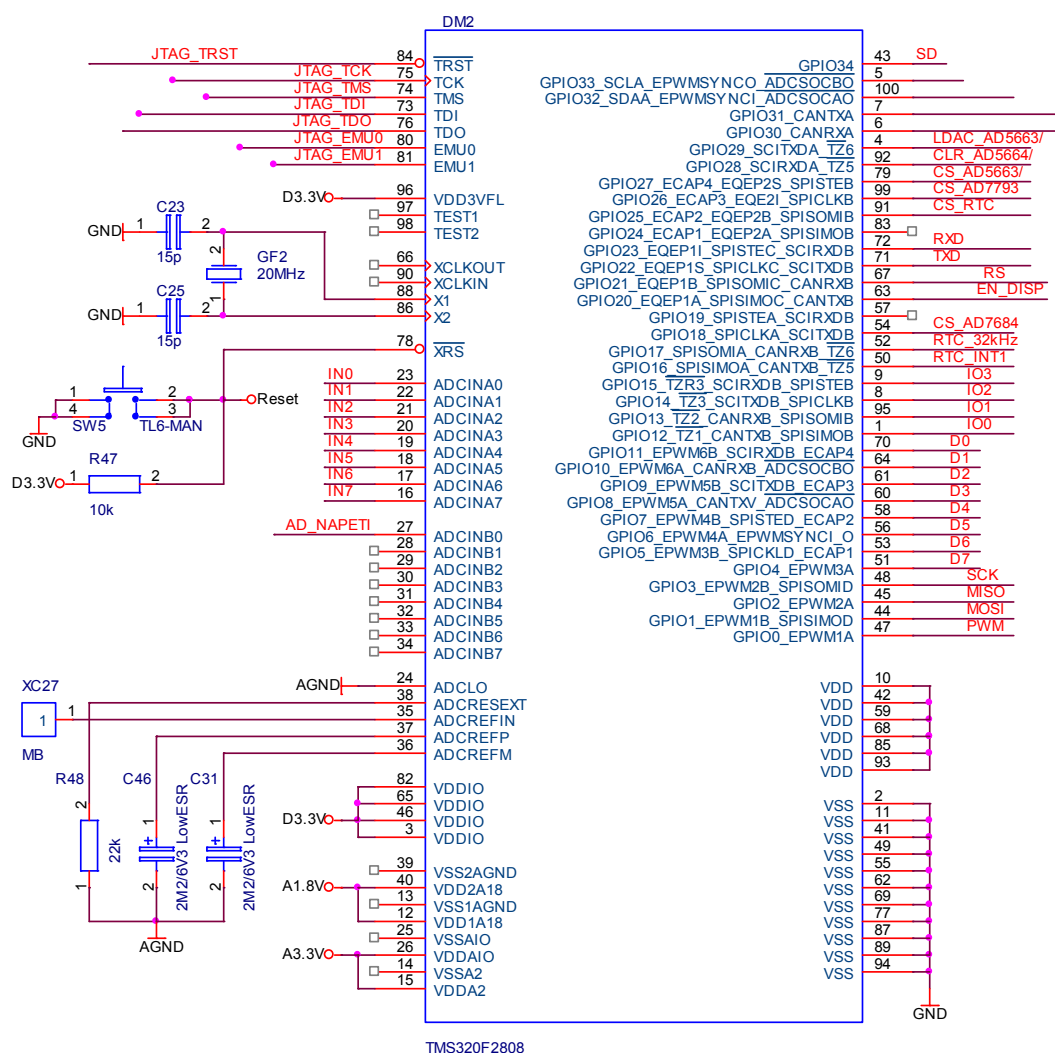
Obr. 4.14 – Stabilizátor napětí pro analogové a digitální části obvodů

Analogicky je vytvořeno stabilní filtrované napětí **3,3 V** a **1,8 V** i pro analogovou část obvodů. Tranzistory **VT6** a **VT8** zajišťují logické zapínání napětí.

Pokud je v pořádku digitální napájení **3,3 V**, tak je následně připojeno digitální napětí **1,8 V** a poté obě analogová napětí. Ve chvíli, kdy dojde k výpadku některého z napětí, automaticky se odpojí všechna napětí v podřetězci.

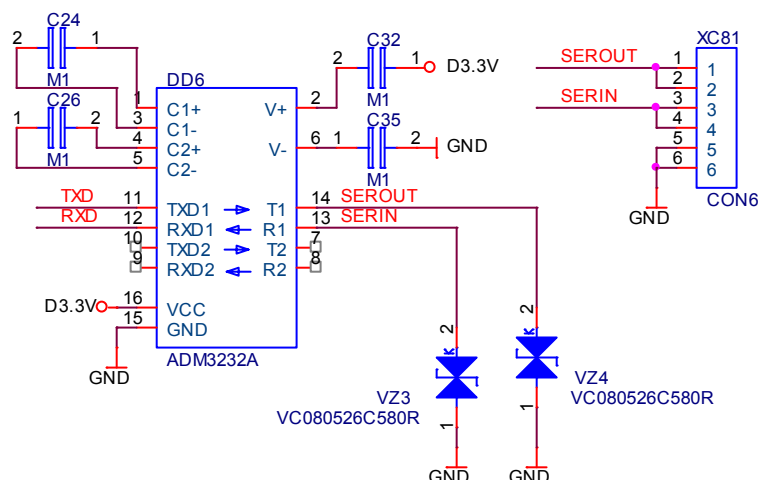
4.4.2 DSP TMS320f2808

Digitální Signálový Procesor je pro vlastní provoz doplněn krystalem **GF2** s blokovacími SMD kondenzátory **C23** a **C25**, pull-up rezistorem **R47** na resetovacím pinu. Konkrétní parametry digitálního signálového procesoru jsou v příloženém katalogovém listu [10].



Obr. 4.15 – Digitální signálový procesor TMS320f2808

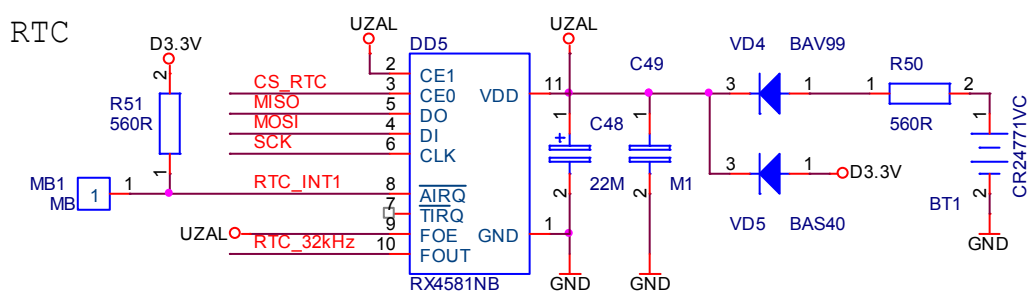
Pro komunikaci a řízení mikroprocesoru byla z důvodu jednoduchosti zvolena sériová sběrnice RS232. Ze standardu pro komunikaci po sběrnici RS232 vyplývají povolené napěťové úrovně pro *log. „1“* od -5 V do -15 V a pro *log. „0“* od $+5\text{ V}$ do $+15\text{ V}$.



Obr. 4.18 – Komunikační rozhraní RS232

Mikroprocesor komunikuje v **3,3V** logice, proto je nutnost použít převodník napěťových úrovní. Pro tento účel byl vybrán obvod ADM3232A (viz obr. 4.18), doplněn o kondenzátory **C24** a **C26**, které slouží vnitřní nábojové pumpě k získání vyššího napětí pro RS232.

Pro archivaci naměřených dat bylo zapojení doplněno externí pamětí a integrovaným obvodem **DD5** [23] pro hodinami reálného času. RTC obvod je k signálovému procesoru připojen přes sběrnici SPI. Baterie **BT1** slouží k zálohování času v době, kdy zařízení je odpojeno od napájení.



Obr. 4.19 – Hodiny reálného času

5 Návrh desky plošného spoje

Pro kompletní návrh bylo využito návrhového systému **OrCAD 16.0** od firmy Cadence [9], který umožňuje nejen nakreslit schéma, odzkoušet jeho funkci, ale i vygenerovat plošný spoj pro vytvořené zapojení. **OrCAD** zastává filozofii návrhu dvou od sebe oddělených programů.

Pro návrh schématu a schematických značek se používá program **Capture**, který zároveň vytváří výstupy pro další zpracování. Pro návrh plošných spojů je k dispozici program **Layout**, který umožňuje práci s knihovnami pouzder součástek a jejich pájecích plošek (footprints), vlastní návrh spoje, automatické routování (Specetra) cest a generovat výstupy pro výrobu a osazení plošného spoje. Přestože je knihovna pouzder součástek vcelku obsáhlá, pro větší část součástek se musely „footprinty“ vytvořit.



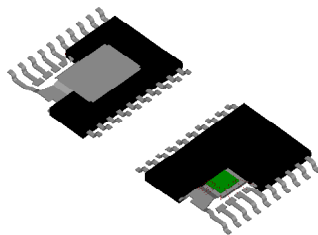
Obr. 5.1 – Ukázka využitých pravidel z EMC

Při návrhu plošných spojů je třeba dodržovat platné normy a zásady pro jejich návrh. Jelikož se jedná vývojové řešení, není až tak důležitým aspektem estetická stránka návrhu, přesto byla snaha integrované obvody a ostatní součástky orientovat jedním směrem a osazení pouze na vrchní straně DPS.

Při vývoji a konstrukci zařízení bylo nutné zohlednit ještě jeden velmi důležitý aspekt kterým je EMC. Z množství pravidel bylo z EMC přihlédnuto hlavně k minimalizaci ploch proudových smyček, což zahrnuje vhodné rozmístění součástek na DPS, oddělené a správně blokované jejich napájení, vhodné vedení spojů a zemnění. Názorná ukázka spojení zemí a vhodného vedení spojů je na obr. 5.1.

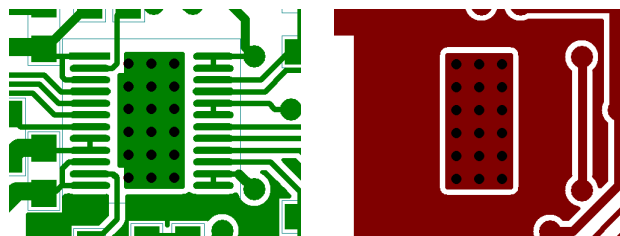
Výkonové součástky byly umístěny co nejdále od součástek nízkovýkonových a citlivých na rušení. Ačkoli byl návrh složitý a časově velmi náročný, všechny spoje mezi součástkami byly nataženy ručně. Pro náš účel byla zvolena 4. konstrukční třída, která určuje šířku spojů a vzdálenost mezi sousedními pady, minimální velikost pájecích plošek. Pro logické signály je šířka spoje **12 mils (0,3 mm)**, pro výkonové a napájecí spoje je šířka **40 mils (1 mm)**. Kvůli snížení rušení a charakteristické

impedanci je po celé DPS rozlita měď, kde podle charakteru oblasti je připojena k potenciálu GND, AGND případně PGND.



Obr. 5.2 – PowerPAD

U výstupních výkonových zesilovačů a stabilizačních obvodů bylo zapotřebí vyřešit otázku chlazení a odvodu odpadního tepla. Přestože integrovaný zesilovač pracuje ve **třídě D** se jmenovitým výstupním výkonem (**15 W** na kanál) je ztrátový výkon v jednotkách **mW**. Výrobce obvodu Texas Instruments používá vlastní patentový systém [22] pro odvod tepla na spodní straně pouzdra tzv. „**PowerPAD**“. Jedná se o kovovou plošku (viz obr. 5.2) určenou pro předání tepla do okolí a rozptýlení po DPS pomocí rozvaděčů tepla. Z tohoto důvodu je pod integrovaným obvodem množství prokovů odvádějící teplo na druhou stranu DPS, předané teplo je ve formě rozlité mědi vyzářeno do okolí, viz obr. 5.3.



Obr. 5.3 – Rozvod vyzářeného tepla z pouzdra zesilovače po DPS

Dokumentace k výrobě DPS je v elektronické podobě obsažena na přiloženém CD. Motivy desky plošného spoje, osazovací schéma a kusovník je i součástí přílohy diplomové práce.

6 Naměřené vlastnosti

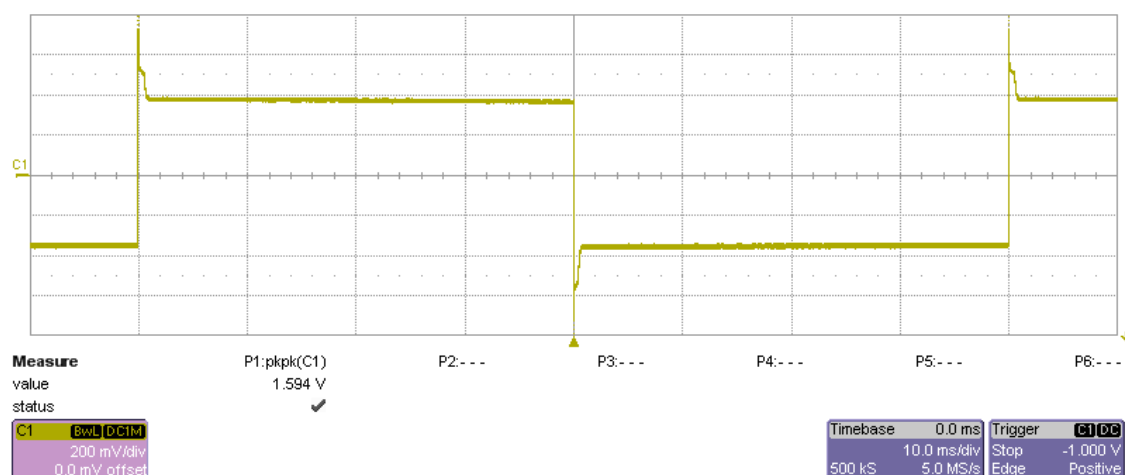
Měření byla provedena v univerzitní laboratoři TUL s použitím přístrojů:

- číslicový osciloskop LeCroy wave surfer (v. č.: LCRY0301J7Y62),
- digitální multimetr Agilent 34410A (v. č.: MY47002730).

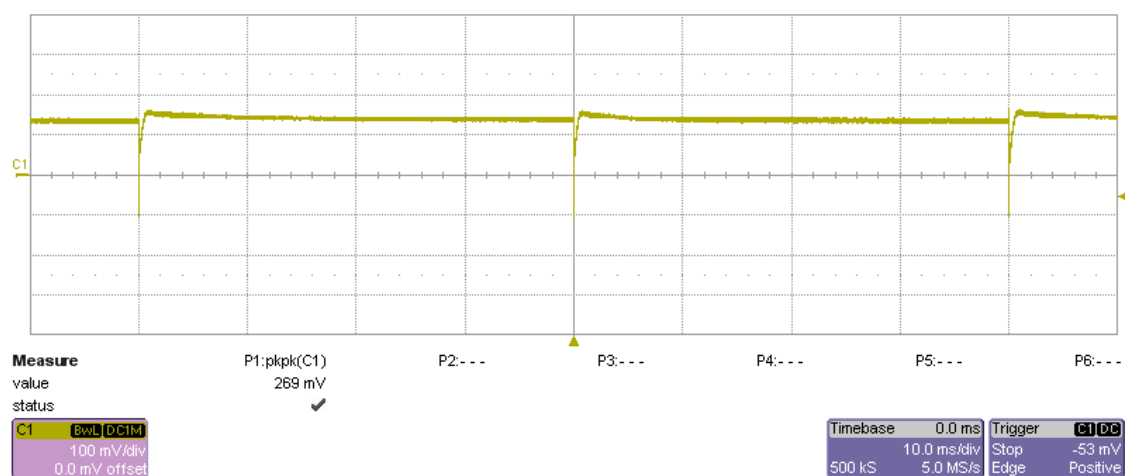
6.1 Průběhy buzení

Jako první byl změřen průběh napětí graf 6.1 na budicí cívce a průběh napětí graf 6.2 na snímacím odporu **R25** při buzení H-můstku z proudového zdroje LT3092. Frekvence přepínání polarity můstku byla **12,5 Hz**.

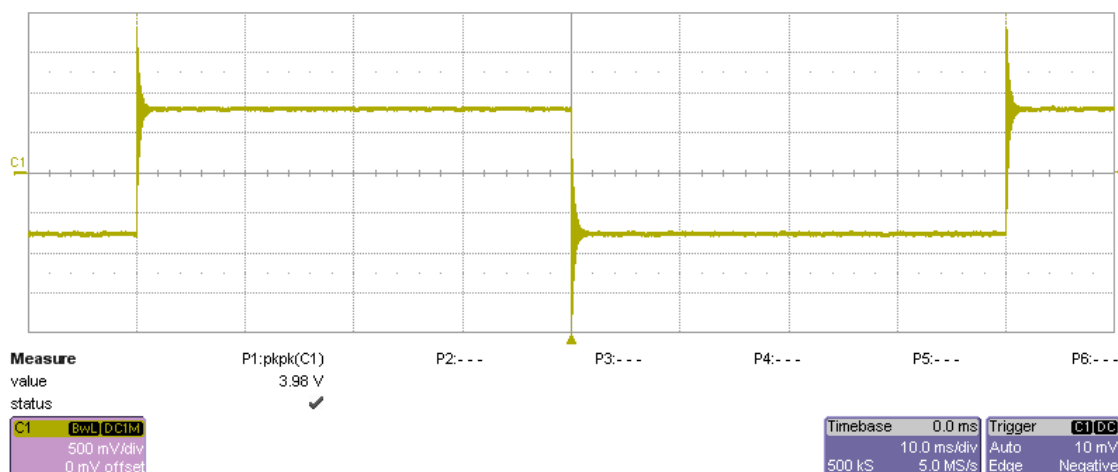
Stejné měření bylo provedeno i pro integrovaný zesilovač **NL8** v zapojení do můstku. Graf 6.3 zobrazuje průběhu napětí na budicí cívce, graf 6.4 pak detail na náběžnou hranu se zákmity.



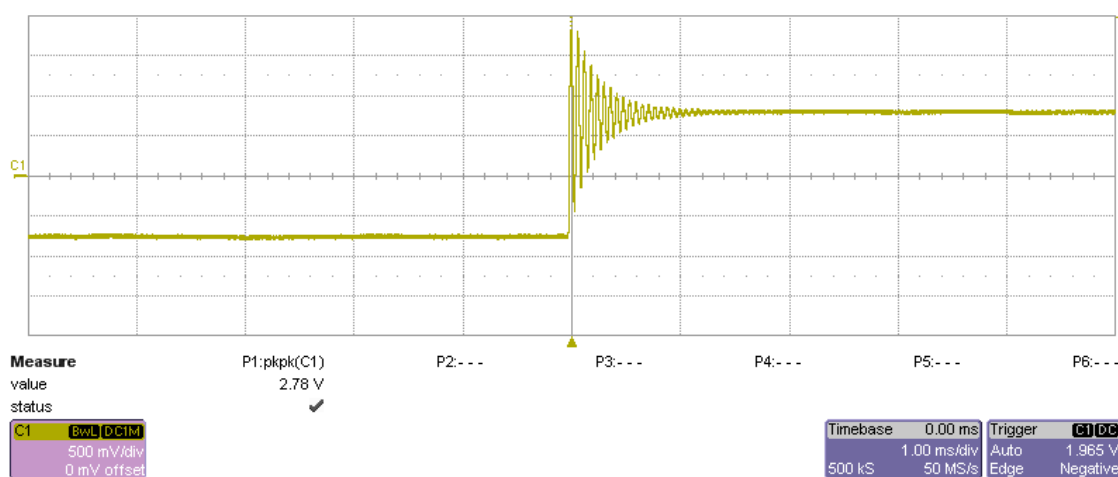
Graf 6.1 – H-můstek – průběh napětí na budicí cívce



Graf 6.2 – H-můstek – průběh napětí na snímacím rezistoru



Graf 6.3 – TPA v můstku – průběh napětí na budicí cívce



Graf 6.4 – TPA v můstku – detail na náběžnou hranu

6.2 Teplotní stabilita

Dalším měřením byla ověřena teplotní stabilita budicího proudu cívek (klíčový parametr zdroje). Z důvodu nedostupnosti teplotní komory a obtížného nastavování okolní teploty byly vždy naměřeny jen krajní hodnoty. Výsledek měření a následně vypočtené hodnoty jsou uvedeny v tab. 6.1. Teplotní koeficient byl spočítán podle následujícího vztahu:

$$TK = \frac{v_2 - v_1}{u_2 - u_1} \quad (6.1).$$

Relativní chyba byla pro všechny měření přepočítána do teplotního rozsahu 5 – 50 °C.

Tab. 6.1 – Teplotní závislost proudu

Zapojení	Teplota [°C]	Napětí [mV]	Teplotní koeficient [mV/K]	Relativní chyba v teplotním rozsahu 5 – 50 °C
LT3092 - smd	26	155,730	0,0312	0,50
	70	157,103		
LT3092 - 15ppm/k	29	100,620	0,0068	0,17
	90	101,035		
TPA3121 - H-můstek	30	34,443	0,0030	0,21
	72	34,567		
TPA3121 - můstek	30	65,438	-0,0062	0,24
	81	65,124		

6.3 Zhodnocení dosažených výsledků

Měřením na vývojové desce se potvrdila správnost teoreticky uvažovaných předpokladů. Bohužel vlastnosti zapojení se spínaným zdrojem nelze nyní změřit. Při měření teplotní stability pro obě zapojení integrovaného zesilovače TPA3121D2 záměrně nebyla měněna teplota okolí budicí cívky (jen samoohřevem). Zatím není k dispozici software pro nastavování zpětné vazby.

Všechny tři mnou navržené zapojení splňují podmínku **0,5 %** stability výstupního proudu v závislosti na teplotě. Po dokončení řídicího softwaru, lze očekávat mírné zlepšení parametrů navrhnutých typů zapojení s integrovaným zesilovačem. Proudový zdroj střídavého průběhu realizovaný obvodem LT3092 po výměně nastavovacích rezistorů za rezistory s malým teplotním koeficientem **15 ppm/K** vykazuje výrazně lepší teplotní stabilitu **±0,17 %** v uvedeném teplotním rozsahu i dobré dynamické vlastnosti.

Závěr

Primárním úkolem diplomové práce bylo vytvořit hardware přesného zdroje střídavého proudu určeného pro indukční průtokoměry. Tento cíl byl splněn. Odvozené úvahy a vymodelované příklady v teoretické části se ukazují jako správné a odpovídají reálným skutečnostem.

Pro vyřešení zadaného problému jsem na základě teoretických předpokladů a modelové studie navrhl čtyři různé koncepty proudových zdrojů. Spínaný zdroj, lineární zdroj s předregulátorem a proudový zdroj s výkonovým audio zesilovačem pro obdélníkový průběh budicího pole. Pomocí čtvrté varianty s použitím digitálního signálového procesoru a integrovaného audio zesilovače, který pracuje ve třídě D s vysokou účinností, lze generovat libovolný průběh budicího pole a otevírá se zde prostor pro případné bateriové napájení indukčního průtokoměru.

K ověření vlastností navržených zapojení jsem vytvořil vývojovou desku plošného spoje, na které bylo provedeno měření požadovaných parametrů jednotlivých řešení. Požadavek 0,5% stability výstupního proudu v teplotním rozsahu od 5°C do 50°C byl dodržen s dostatečně velkou rezervou. Dokonce při případném použití konceptu lineárního zdroje s předregulací je v uvedeném teplotním rozsahu dosaženo vynikající stability nastaveného výstupního proudu 0,17%.

Hotové zařízení slouží především jako nástroj pro odladění a výběr nejlepšího možného řešení v aplikaci indukčního průtokoměru.

Seznam odborné literatury

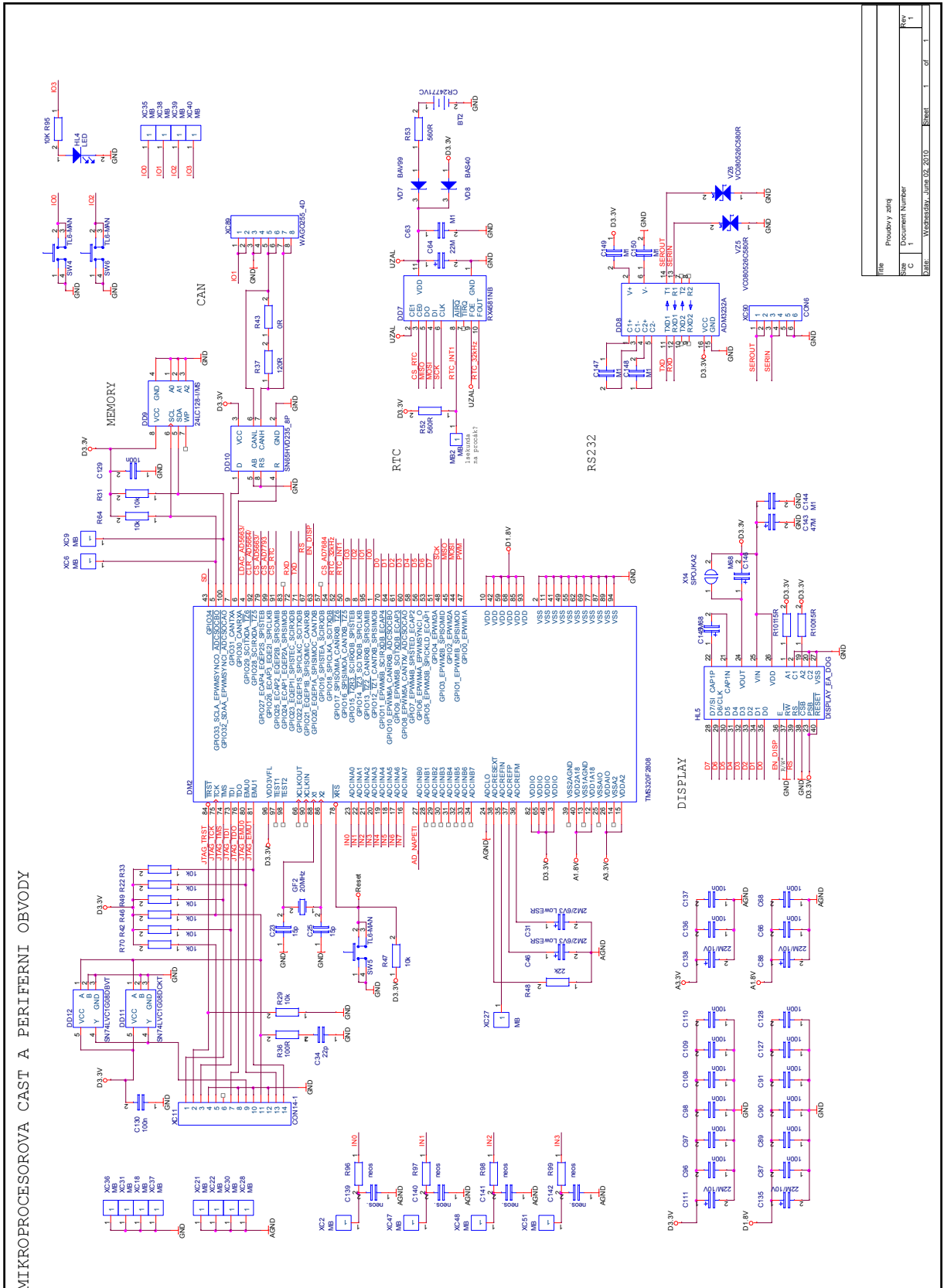
- [1] ĎAĎO, Stanislav – BEJČEK, Ludvík – PLATIL, Antonín. Měření průtoku a výšky hladiny. 1. vyd. Praha: BEN – technická literatura, 2005. 447 s. Senzory neelektrických veličin; 3. ISBN 80–7300–156-X (váz.).
- [2] KREJČIŘÍK, Alexandr. Zdroje proudu. 1. vyd. Praha: BEN, 1999. 111 s. ISBN 80–86056–84-8 (brož.).
- [3] KREJČIŘÍK, Alexandr – BURIAN, Zdeněk. Simuluj! : simulace vlastností analogových elektronických obvodů s diskrétními součástkami. 1. vyd. Praha: BEN, 2001. 295 s. ISBN 80–7300–005–9 (brož.).
- [4] KREJČIŘÍK, Alexandr. Lineární napájecí zdroje. 1. vyd. Praha: BEN, 2001. 136 s. ISBN 80–7300–002–4 (brož.).
- [5] KREJČIŘÍK, Alexandr. DC/DC měniče. 1. vyd. Praha: BEN, 2001. 111 s. ISBN 80–7300–045–8 (brož.).
- [6] KREJČIŘÍK, Alexandr. Napájecí zdroje. 1. vyd. III., Pasivní součástky v napájecích zdrojích a preregulátory – aktivní harmonické filtry. Praha: BEN, 1999. 349 s. ISBN 80–86056–56–2.
- [7] KREJČIŘÍK, Alexandr. Napájecí zdroje. Dot. 2. vyd. II., Integrované obvody ve spínaných zdrojích. Praha: BEN, 1997. 351 s. ISBN 80–86056–03–1.
- [8] KREJČIŘÍK, Alexandr. Spínané napájecí zdroje s obvody TOPSwitch. 1. vyd. Praha: BEN, 2002. 397 s. ISBN 80–7300–031–8 (váz.).
- [9] ZÁHLAVA, Vít. OrCAD 10. 1. vyd. Praha: Grada Publishing, 2004. 224 s. Průvodce. ISBN 80–247–0904-X (brož.).
- [10] Katalogový list firmy Texas Instruments. TMS320F2808 [online]. 2009-12 [cit. 6. 5. 2010]. URL:<<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f2808.pdf>>.
- [11] Katalogový list firmy Texas Instruments. TPA3121D2 [online]. 2008-05 [cit. 5. 3. 2010]. URL:<<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/tpa3121d2.pdf>>.
- [12] Katalogový list firmy Texas Instruments. LM2575 [online]. 2006-06 [cit. 2. 3. 2010]. URL:<<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/lm2575.pdf>>.

- [13] Katalogový list firmy Texas Instruments. INA331 [online]. 2005-05 [cit. 12. 5. 2010]. URL:<<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/ina331.pdf>>.
- [14] Katalogový list firmy Texas Instruments. TPS70251 [online]. 2009-12 [cit. 3. 5. 2010]. URL:<<http://focus.ti.com/lit/ds/slvs286e/slvs286e.pdf>>.
- [15] Katalogový list firmy Texas Instruments. TPS767D318 [online]. 2009-12 [cit. 3. 5. 2010]. URL:<<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/tps767d318.pdf>>.
- [16] Katalogový list firmy Analog Devices. AD7793 [online]. 2006-06 [cit. 6. 5. 2010]. URL:<http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD7792_7793.pdf>.
- [17] Katalogový list firmy Analog Devices. AD5663 [online]. 2006-04 [cit. 6. 5. 2010]. URL:<http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD5663.pdf>.
- [18] Katalogový list firmy Analog Devices. AD7683 [online]. 2008-02 [cit. 6. 5. 2010]. URL:<http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD7683.pdf>.
- [19] Katalogový list firmy Analog Devices. ADM3232 [online]. 2006-12 [cit. 8.5.2010]. URL:< http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADM3232E.pdf>.
- [20] Katalogový list firmy Linear Technology. LT3092 [online]. 2009-12 [cit. 6. 3. 2010]. URL:<<http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/314504/LINER/LT3092EDD.html>>.
- [21] Katalogový list firmy Electronic Assembly. *EA DOG-M Series 3.3V* [online]. 2007-06 [cit. 7. 5. 2010]. URL: <www.lcd-module.de/eng/pdf/doma/dog-me.pdf>.
- [22] Aplikační poznámka firmy Texas Instruments. PowerPAD Made Easy [online]. 2004 [cit. 8.4.2010] URL: <<http://focus.ti.com/lit/an/slma004b/slma004b.pdf>>.
- [23] Katalogový list firmy Epson Electronics. RX4581 [online]. 2008 [cit. 6.5.2010]. URL: <<http://digchip.com/datasheets/parts/datasheet/152/RX-4581NB-pdf.php>>

Obsah přiloženého CD

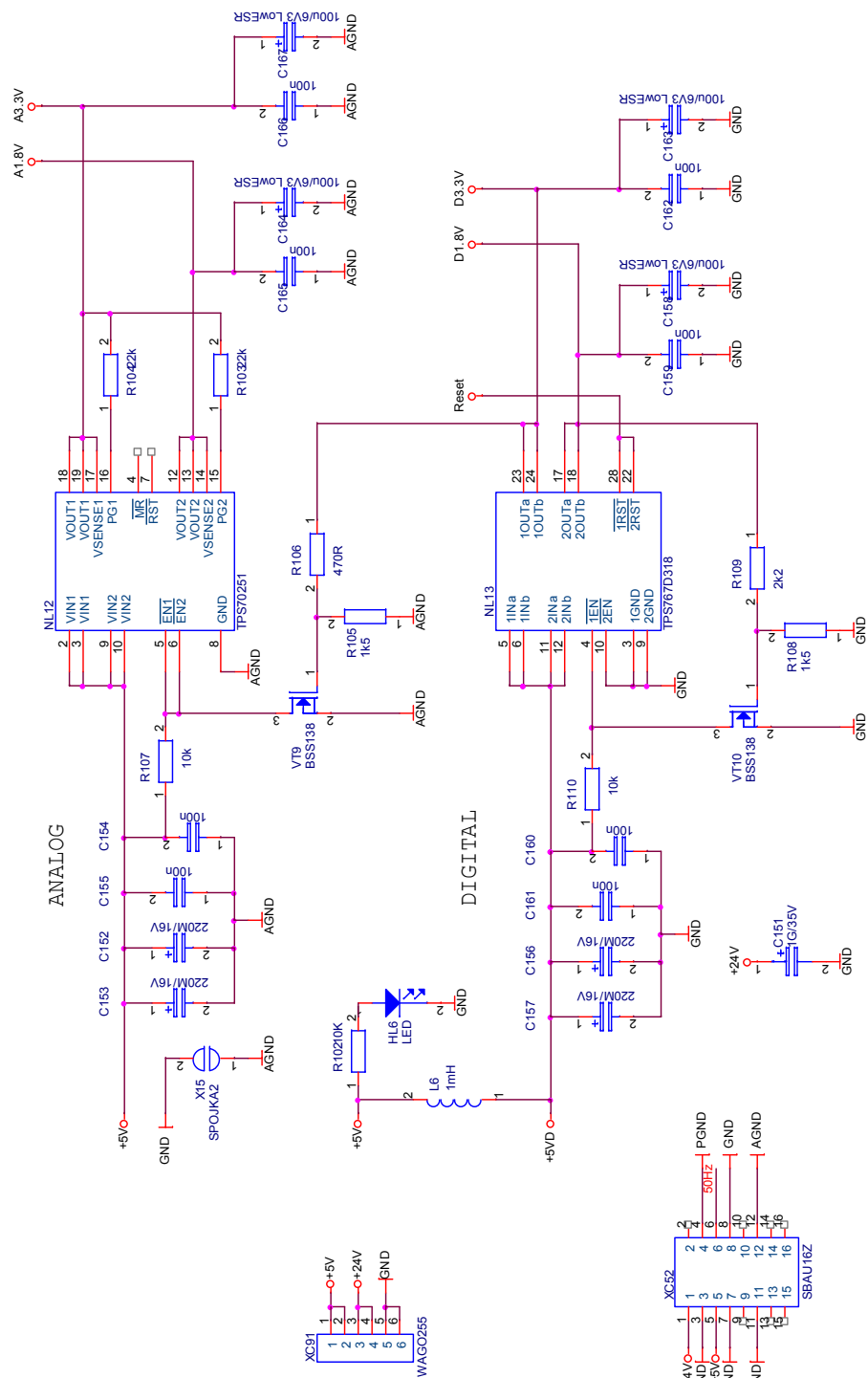
- Diplomová práce ve formátech PDF, DOC a DOCX
- Vytvořené modely proudových zdrojů
- Katalogové listy
- Výrobní podklady a dokumentace:
 - Schémata elektronických obvodů a DPS
 - Gerber data pro výrobu DPS
 - Osazovací schéma
 - Kusovník

Príloha A – Schémata

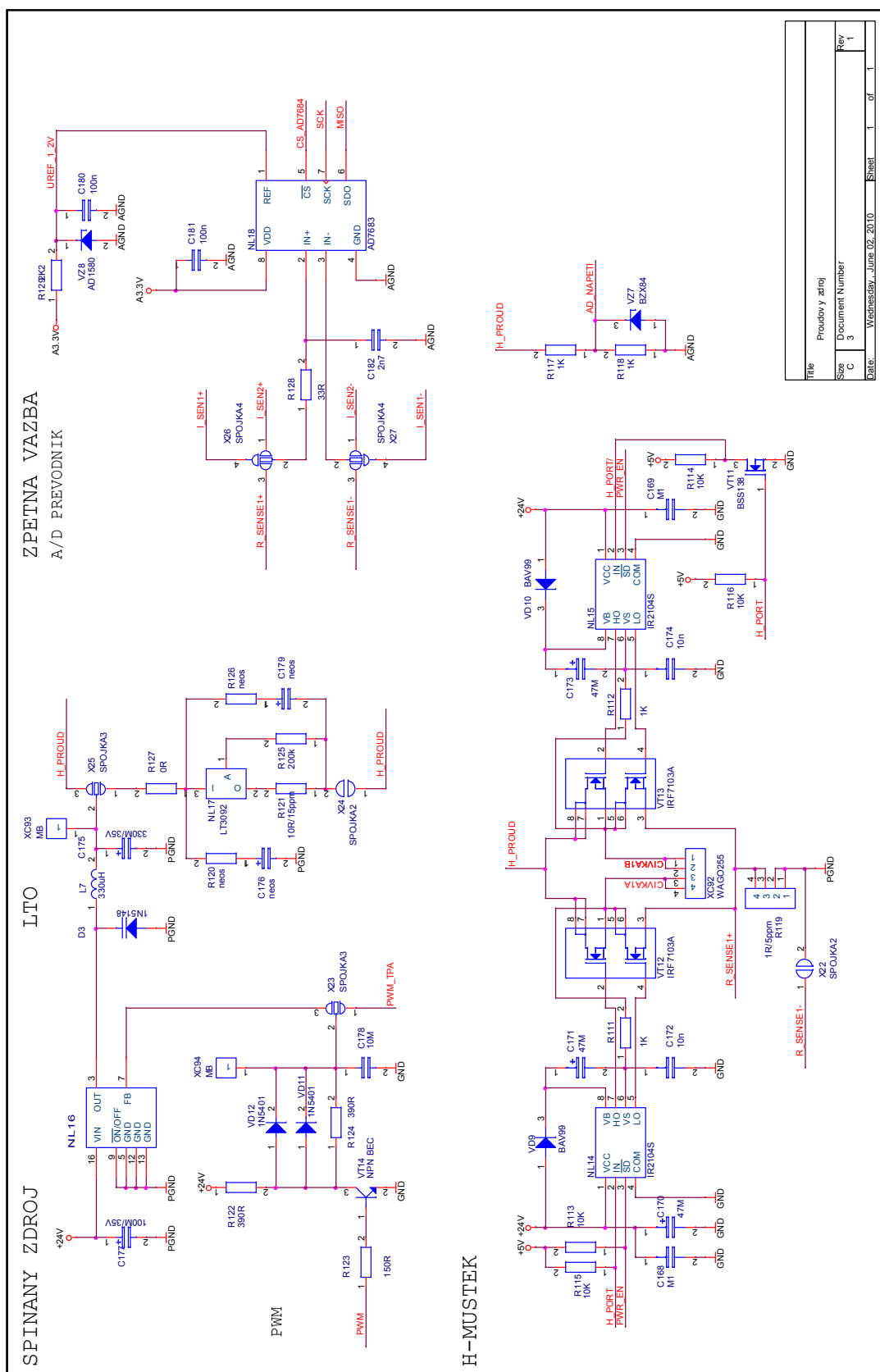


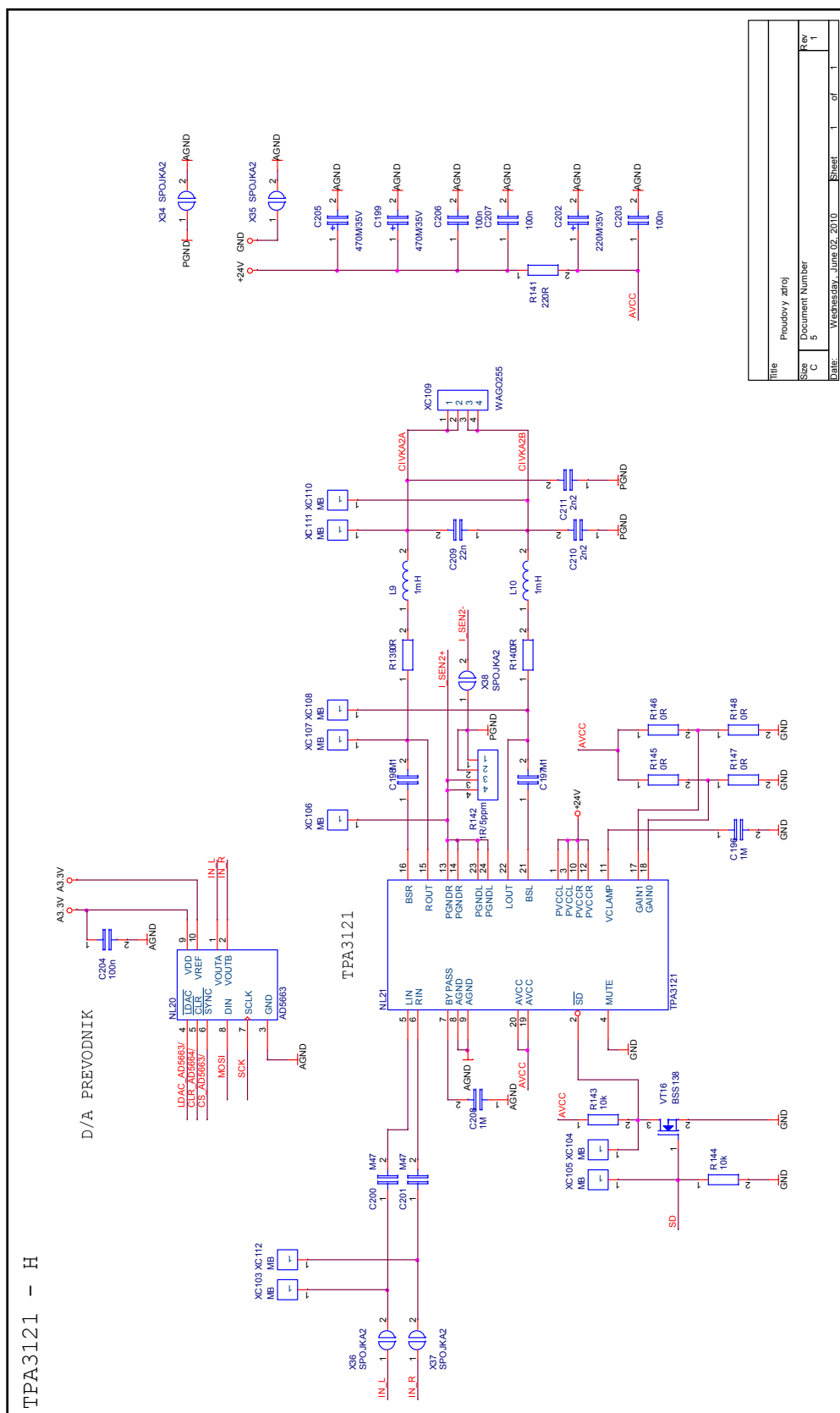
Rev	Prostředí zajišť
Size	Document Number
C	1
Date	Wednesday, June 02, 2010
Sheet	1 of 1

NAPAJECI CAST

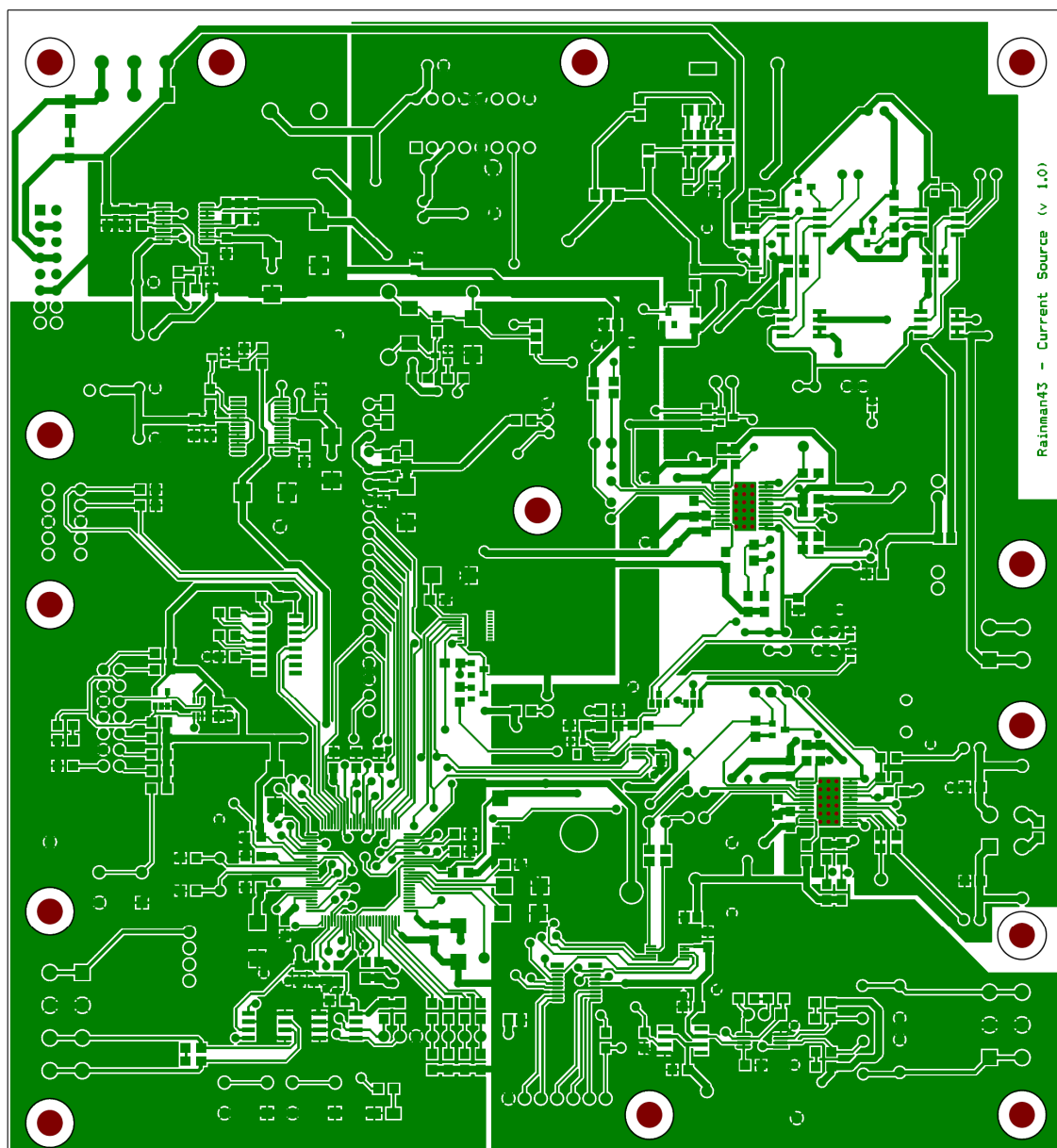


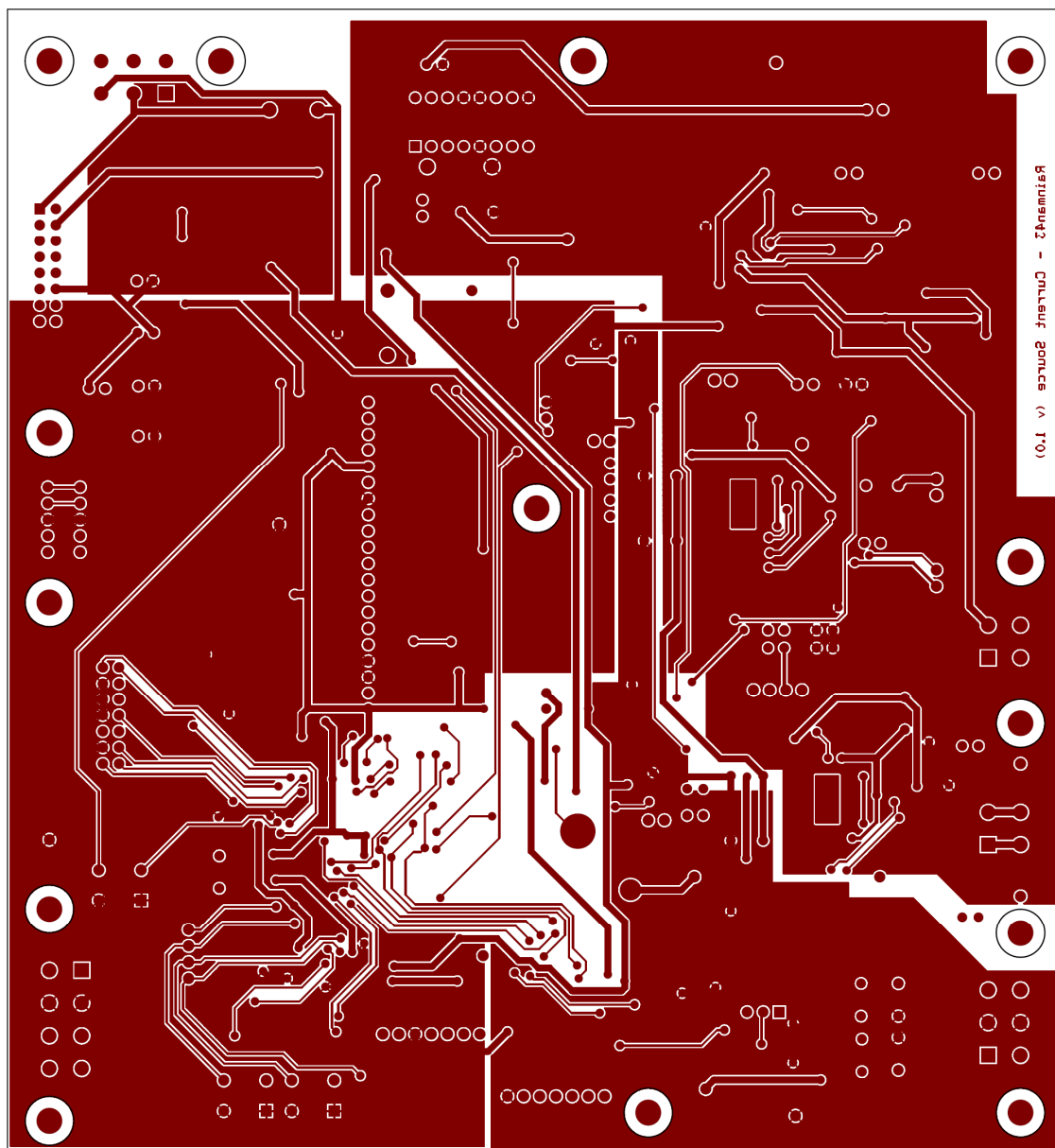
Předmět: Proudy y zdroj			
Titulek	Size B	Document Number 2	Rev 1
Date: Wednesday, June 02, 2010	Sheet 1	of 1	



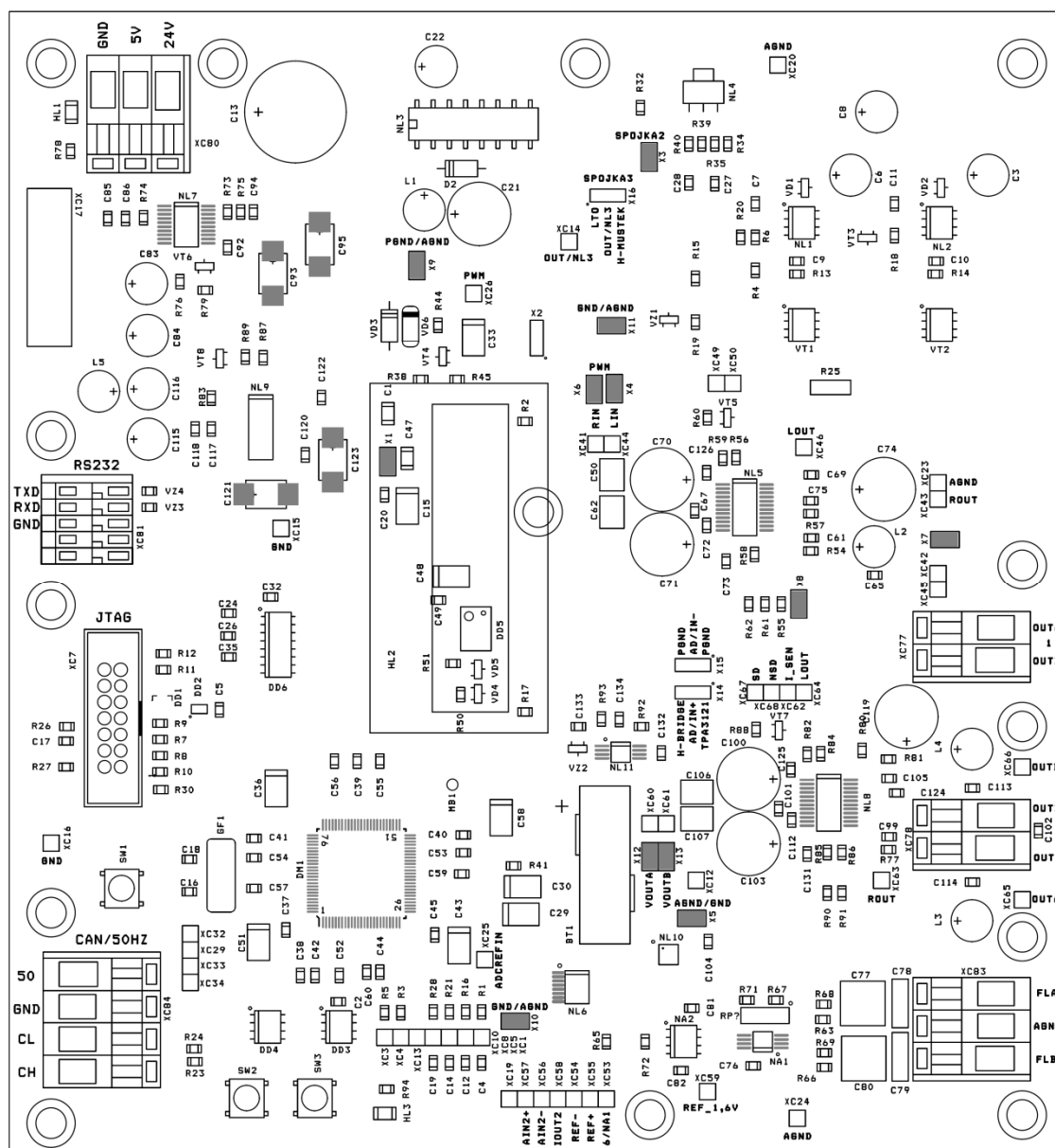


Příloha B – Motivy desek plošných spojů





Příloha C – Osazovací schéma



Příloha D – Kusovník

Počet	Označení	Typ	Pouzdro
1	BT1	CR24771VC	CR24771VC
2	C1,C47	M68	0805_1206
38	C2,C5,C37,C38,C39,C40, C41,C42,C44,C45,C52,C53, C54,C55,C56,C57,C59,C60, C72,C75,C76,C81,C82,C85, C86,C92,C94,C104,C112, C117,C118,C120,C122,C124, C125,C126,C132,C133,C105, C7,C11,C20,C24,C26,C32, C35,C49,C61,C69,C73,C99	100n	0805
3	C3,C6,C8	47M	ELYT6
4	C4,C12,C14,C19	neos.	0805
2	C9,C10	10n	0805
1	C13	1G/35V	ELYT16
1	C15	47M	TANTAL_C
2	C16,C18	15p	0805
1	C17	22p	0805
1	C21	330M/35V	ELYT10
1	C22	100M/35V	ELYT6
2	C27,C28	neos	0805
2	C29,C30	2M2/6V3 LowESR	TANTAL_C
1	C33	10M	TANTAL_C
4	C36,C43,C51,C58	22M/10V	TANTAL_C
1	C48	22M	TANTAL_C
2	C50,C62	0.47u	MKT4X5
3	C65,C113,C114	2n2	0805
3	C67,C101,C131	1M	0805
4	C70,C71,C100,C103	470M/35V	ELYT10
2	C74,C119	220M/35V	ELYT10
2	C77,C80	1M	MKT7X7
2	C78,C79	1n	MKT3X8
4	C83,C84,C115,C116	220M/16V	ELYT6
4	C93,C95,C121,C123	100u/6V3 LowESR	TANTAL_D
1	C102	22n	0805
2	C106,C107	M47	MKT4X5
1	C134	2n7	805
1	DD1	SN74LVC1G08DBVT	SOT23_5
1	DD2	SN74LVC1G08DCKT	SC70
1	DD3	24LC128-I/MS	SO8
1	DD4	SN65HVD235_8P	SO8

1	DD5	RX4581NB	SON22
1	DD6	ADM3232A	SO16
1	DM1	TMS320F2808	QUAD.50M/100/WG16.10
1	D2	1N5148	DO41
1	GF1	20MHz	KRYSTALV
2	HL1,HL3	LED	0805_1206
1	HL2	EA DOG M162B-A	DISP_EA_DOG
1	L1	330uH	ELYT6
4	L2,L3,L4,L5	1mH	ELYT6
1	NA1	INA331_8SO	MSOP8
1	NA2	AD820	SO8
2	NL1,NL2	IR2104S	SO8
1	NL3	LM2575_TO	16DIP300
1	NL4	LT3092	SOT223
2	NL5,NL8	TPA3121	SOG.65M/24/WG8.20/L8.90
1	NL6	AD7793B	TSSOP16
1	NL7	TPS70251	SOG.65M/20/WG8.20/L6.98
1	NL9	TPS767D318	SOG.65M/28/WG8.20/L10.16
1	NL10	AD5663	MSOP10_50
1	NL11	AD7683	MSOP8
6	R1,R16,R21,R28,R34,R35	neos	0805
1	RP?	56K/10K	J3-1
2	R2,R17	15R	0805
22	R3,R4,R5,R6,R7,R8,R9,R10, R11,R12,R18,R20,R27,R30, R56,R60,R74,R78,R83,R84, R88,R94	10k	0805
4	R13,R14,R15,R19	1K	0805
1	R23	120R	0805
14	R24,R32,R54,R57,R58,R61, R62,R65,R77,R81,R85,R86, R90,R91	0R	0805
3	R25,R55,R80	1R/15ppm	RR_SIT10R
1	R26	100R	0805
2	R38,R44	390R	0805
1	R39	10R/15ppm	0805
1	R40	200k	0805
3	R41,R73,R75	22k	0805
1	R45	150R	0805
2	R50,R51	560R	0805
2	R59,R82	220R	0805
4	R63,R66,R68,R69	10M	0805
1	R67	56k/15ppm	0805
1	R71	10k/15ppm	0805

1	R72	1k6	0805
1	R76	470R	0805
2	R79,R89	1k5	0805
2	R87,R93	2K2	0805
1	R92	33R	0805
3	SW1,SW2,SW3	TL6-MAN	TL4
3	VD1,VD2,VD4	BAV99	SOT23
1	VD3	1N5401	DO41
1	VD5	BAS40	SOT23
1	VD6	1N5401	MELF
2	VT1,VT2	IRF7103A	SO8
5	VT3,VT5,VT6,VT7,VT8	BSS138	SOT23
1	VT4	NPN BEC	SOT23
1	VZ1	BZX84	SOT23
1	VZ2	AD1580	SOT23
2	VZ3,VZ4	VC080526C580R	0805
1	XC7	CON14-1	J7_2_LOCK
1	XC17	SBAU16Z	J8-2-SBAU
2	XC77,XC78	WAGO255	WAGO255_2D
2	XC80,XC83	WAGO255	WAGO255_3D
1	XC81	CON6	WAGO234_5D
1	XC84	WAGO255_4D	WAGO255_4D

Příloha E – Fotografie Curso

